



Institut MONTEFIORE  
Service de Télécommunications et d'Imagerie

ELEN036-0  
Télécommunications et ordinateurs : technologies du  
multimédia, des télécommunications et de l'Internet

Professeur Marc VAN DROOGENBROECK

Avril 2005 (version 4.41)

## Remerciements

Pour rédiger ces notes, j'ai bénéficié du concours de C. DEMOULIN<sup>1</sup> et de J.-M. WAGNER. Que par ces mots, ils soient remerciés pour leur aide précieuse et pour leur dévouement.

Prof. Marc VAN DROOGENBROECK

---

<sup>1</sup><mailto:C.Demoulin@ulg.ac.be>

# Notations

## Cadre analytique :

|              |  |
|--------------|--|
| $\mathbb{N}$ | $\mathbb{N} = \{0, 1, 2, \dots\}$                |
| $\mathbb{Z}$ | $\mathbb{Z} = \{\dots - 2, -1, 0, 1, 2, \dots\}$ |
| $\mathbb{R}$ | Ensemble des réels                               |

## Constantes :

|     |   |
|-----|---|
| $j$ | Vecteur unité de l'axe imaginaire $j = \sqrt{-1}$ |
|-----|---|

## Variables et fonctions :

|                  |   |
|------------------|---|
| $t$              | Variable de temps continue                                |
| $f$              | Variable fréquence  |
| $\omega$         | Variable de pulsation $\omega = 2\pi f$                   |
| $T$              | Période d'un signal                                       |
| $T_0$            | Période fondamentale d'un signal                          |
| $\Delta x$       | Pas d'échantillonnage en $x$                              |
| $\Delta y$       | Pas d'échantillonnage en $y$                              |
| $x(t)$           | Fonction à valeurs continues, définie pour tout temps $t$ |
| $h(t)$           | Réponse impulsionnelle d'un système                       |
| $\mathcal{H}(f)$ | Transmittance d'un système linéaire                       |
| $f[n]$           | Fonction échantillonnée, fonction discrète                |

## Variables et fonctions de modulation :

|         |  |
|---------|--|
| $m(t)$  | Signal modulant, normalisé à 1 : $ m(t)  \leq 1$ |
| $s(t)$  | Signal modulé                                    |
| $k_a$   | Taux de modulation                               |
| $\beta$ | Indice de modulation                             |
| $E_b$   | Énergie par bit                                  |
| $D$     | Débit binaire $[b/s]$                            |
| $R$     | Rapidité de modulation $[baud]$                  |

## Notations fonctionnelles :

|                          |   |
|--------------------------|---|
| $ a $                    | Valeur absolue                              |
| $\vec{a}$                | Vecteur                                     |
| $\ a\ $                  | Norme de $a$                                |
| $\vec{a} \cdot \vec{b}$  | Produit scalaire de $\vec{a}$ et $\vec{b}$  |
| $\vec{a} \times \vec{b}$ | Produit vectoriel de $\vec{a}$ et $\vec{b}$ |
| $\nabla \cdot \vec{a}$   | Divergence de $\vec{a}$                     |
| $\nabla \times \vec{a}$  | Rotationnel de $\vec{a}$                    |
| $Re(a)$                  | Partie réelle de $a$                        |
| $Im(a)$                  | Partie imaginaire de $a$                    |
| $\mathcal{X}(f)$         | Transformée de FOURIER du signal $x(t)$     |

|  |  |
|--|--|
| $\Rightarrow$                                | Correspondance entre un signal et sa transformée |
| $\otimes$                                    | Convolution                                      |
| $\oplus$                                     | OU exclusif ou addition modulo-2                 |
| $\frac{\sin(\pi x)}{\pi x} = \text{sinc}(x)$ | Sinus cardinal de $x$                            |
| $\delta(\cdot)$                              | Fonction delta de DIRAC                          |
| $J_n(x)$                                     | Fonction de BESSEL d'ordre $n$                   |
| $\text{erfc}(\cdot)$                         | Fonction erreur complémentaire                   |

#### Fonctions stochastiques :

|               |  |
|---------------|--|
| $p(A)$        | Probabilité de $A$                       |
| $\bar{a}$     | Valeur moyenne de $a$                    |
| $\mu_X$       | Espérance mathématique du signal $X$     |
| $\sigma_X^2$  | Variance de $X$                          |
| $\gamma_X(f)$ | Densité spectrale de puissance de $X(t)$ |
| $N_0$         | Densité spectrale de puissance de bruit  |

# Table des matières

|  |           |
|--|-----------|
| <b>Remerciements</b>   | <b>i</b>  |
| <b>Notations</b>   | <b>ii</b> |
| <b>I Télécommunications et ordinateurs</b>                     | <b>1</b>  |
| <b>1 Introduction</b>  | <b>2</b>  |
| 1.1 Généralités . . . . .                                      | 2         |
| 1.2 Historique . . . . .                                       | 3         |
| 1.3 Organismes internationaux de télécommunications . . . . .  | 6         |
| 1.4 Structure d'une chaîne de télécommunication . . . . .      | 7         |
| 1.5 Modèles de référence . . . . .                             | 10        |
| 1.5.1 Modèle de référence OSI . . . . .                        | 10        |
| 1.5.2 Internet . . . . .                                       | 11        |
| 1.5.3 D'autres modèles . . . . .                               | 15        |
| <b>2 Les signaux multimédia</b>                                | <b>16</b> |
| 2.1 Introduction . . . . .                                     | 16        |
| 2.2 Les signaux analogiques de base . . . . .                  | 16        |
| 2.2.1 Son . . . . .  | 16        |
| Ton ou hauteur tonale . . . . .                                | 18        |
| Intensité . . . . .  | 20        |
| Timbre . . . . .   | 20        |
| Durée . . . . .  | 20        |
| L'analyse en fréquences et la transformée de Fourier . . . . . | 21        |
| La synthèse musicale. . . . .                                  | 21        |
| 2.2.2 Image et vidéo . . . . .                                 | 22        |
| Le système visuel humain . . . . .                             | 22        |
| La lumière . . . . .   | 22        |
| Les espaces de couleurs . . . . .                              | 23        |
| L'espace de couleurs additif RGB. . . . .                      | 24        |
| Vers d'autres systèmes de couleurs : le système XYZ. . . . .   | 24        |

|          |  |           |
|----------|--|-----------|
|          | L'espace de couleurs soustractifs CMY. . . . .                       | 30        |
|          | D'autres systèmes de couleurs. . . . .                               | 30        |
|          | Les systèmes de couleurs en pratique. . . . .                        | 30        |
|          | Signal vidéo . . . . .   | 32        |
| 2.3      | La numérisation . . . . .  | 34        |
| 2.3.1    | Signaux analogiques ou numériques . . . . .                          | 34        |
| 2.3.2    | Le pourquoi . . . . .  | 34        |
| 2.3.3    | Processus de numérisation . . . . .                                  | 35        |
| 2.3.4    | Échantillonnage . . . . .  | 35        |
|          | Filtrage et repli de spectre . . . . .                               | 39        |
| 2.3.5    | Quantification . . . . .   | 42        |
| 2.3.6    | Passage de l'analogique au numérique et conversion inverse . . . . . | 45        |
| 2.3.7    | Résumé . . . . .   | 45        |
| 2.3.8    | Faut-il préférer le numérique à l'analogique ? . . . . .             | 46        |
| 2.4      | Autres types de signaux . . . . .                                    | 46        |
| 2.4.1    | Quelques normes concernant le texte . . . . .                        | 46        |
| 2.4.2    | Formats des documents électroniques . . . . .                        | 47        |
|          | Langages de balisage . . . . .                                       | 47        |
|          | Création de pages dynamiques : javascript, java, PHP . . . . .       | 49        |
| 2.4.3    | La synchronisation . . . . .   | 49        |
| 2.4.4    | Réalité virtuelle . . . . .  | 50        |
|          | Reconnaissance et synthèse vocales . . . . .                         | 50        |
| <b>3</b> | <b>Signaux et systèmes de télécommunications</b>                     | <b>51</b> |
| 3.1      | Signaux . . . . .  | 51        |
| 3.1.1    | Représentation des signaux . . . . .                                 | 51        |
|          | Signaux analogiques ou numériques . . . . .                          | 52        |
|          | Signaux périodiques ou apériodiques . . . . .                        | 52        |
|          | Signaux déterministes ou stochastiques . . . . .                     | 52        |
|          | Signaux d'énergie ou de puissance . . . . .                          | 52        |
|          | Décibel . . . . .  | 54        |
|          | Rapport signal à bruit . . . . .                                     | 55        |
| 3.1.2    | Représentation fréquentielle : la transformée de FOURIER . . . . .   | 55        |
|          | Égalité de PARSEVAL et théorème de RAYLEIGH . . . . .                | 56        |
| 3.2      | Système . . . . .  | 56        |
| 3.2.1    | Systèmes linéaires permanents . . . . .                              | 56        |
| 3.2.2    | Réponse fréquentielle . . . . .                                      | 56        |
| 3.2.3    | Bande passante . . . . .   | 57        |
| 3.2.4    | Système de transmission idéal . . . . .                              | 58        |
|          | Distorsions de linéarité . . . . .                                   | 59        |
|          | Délai de groupe et de phase. . . . .                                 | 60        |
|          | Distorsions non linéaires . . . . .                                  | 60        |
| 3.2.5    | Bruit et interférences . . . . .                                     | 61        |

|          |  |           |
|----------|--|-----------|
| <b>4</b> | <b>Théorie de l'information et compression</b>             | <b>63</b> |
| 4.1      | Rappels sur la théorie des probabilités                    | 63        |
| 4.1.1    | Introduction   | 63        |
| 4.1.2    | Axiomatique des probabilités                               | 64        |
| 4.2      | Théorie de l'information                                   | 65        |
| 4.2.1    | Mesure de l'information                                    | 65        |
| 4.2.2    | Sources discrètes  | 66        |
| 4.2.3    | Entropie d'une source                                      | 66        |
| 4.2.4    | Débit d'information et redondance d'une source             | 68        |
| 4.2.5    | Théorème de SHANNON  | 69        |
| 4.2.6    | Codage de HUFFMAN  | 69        |
| 4.3      | La compression   | 71        |
| 4.3.1    | Compression sans perte                                     | 71        |
| 4.3.2    | Compression avec pertes                                    | 71        |
| 4.4      | Classification de l'ensemble des techniques de compression | 72        |
| 4.4.1    | Compression de données textuelles                          | 72        |
| 4.4.2    | Compression audio  | 72        |
| 4.4.3    | Le délicat problème de la protection des droits d'auteur   | 75        |
| 4.4.4    | Compression image  | 77        |
|          | Norme JPEG2000   | 78        |
|          | Autres formats   | 78        |
| 4.4.5    | Compression vidéo  | 80        |
|          | Multiplexage des données                                   | 81        |
|          | MPEG-2 : les notions de profils et de niveaux              | 81        |
|          | MPEG-2 : "program stream" et "transport stream"            | 82        |
|          | MPEG-4 : une norme pour les faibles débits                 | 82        |
|          | MPEG-7 : une norme pour caractériser le contenu vidéo      | 83        |
|          | MPEG-21 : une norme pour interfacer des objets multimédia  | 83        |
|          | Codeurs en cascade et transcodage                          | 83        |
|          | Marquage et chiffrement                                    | 83        |
| <b>5</b> | <b>Modulation d'onde continue</b>                          | <b>86</b> |
| 5.1      | Introduction   | 86        |
| 5.1.1    | Hypothèses   | 86        |
| 5.1.2    | Modulation d'une porteuse sinusoïdale                      | 87        |
| 5.2      | Modulation d'amplitude                                     | 88        |
| 5.2.1    | Modulation d'amplitude classique                           | 89        |
| 5.2.2    | Analyse spectrale  | 92        |
| 5.2.3    | Répartition de puissance                                   | 93        |
| 5.2.4    | Démodulateurs  | 94        |
|          | Démodulation AM synchrone ou cohérente                     | 94        |
| 5.2.5    | Avantages et limitations                                   | 95        |
| 5.2.6    | Modulations dérivées                                       | 96        |

|          |   |            |
|----------|---|------------|
| 5.2.7    | Modulation d'amplitude à porteuse supprimée . . . . .                     | 97         |
|          | Réalisation de la modulation . . . . .                                    | 97         |
|          | Démodulation synchrone ou cohérente . . . . .                             | 97         |
|          | Boucle de COSTAS . . . . .  | 99         |
| 5.2.8    | Modulation en quadrature . . . . .  | 99         |
| 5.2.9    | Modulation à bande latérale unique . . . . .                              | 101        |
|          | Démodulation . . . . .  | 101        |
| 5.2.10   | Modulation à bande latérale résiduelle . . . . .                          | 102        |
| 5.3      | Modulation angulaire . . . . .  | 102        |
| 5.3.1    | Principes et définitions . . . . .  | 102        |
|          | Modulation de phase pure . . . . .  | 104        |
|          | Modulation de fréquence pure . . . . .                                    | 104        |
|          | Illustration des techniques de modulation . . . . .                       | 105        |
| 5.3.2    | Bande passante requise . . . . .  | 105        |
|          | Estimation empirique . . . . .  | 105        |
| 5.3.3    | Résumé des principaux résultats des modulations d'onde continue . . . . . | 107        |
| 5.4      | Introduction à la modulation numérique . . . . .                          | 107        |
| <b>6</b> | <b>Transmission de signaux numériques en bande de base</b>                | <b>110</b> |
| 6.1      | Nécessité du codage . . . . .   | 110        |
| 6.1.1    | Bande passante requise . . . . .  | 111        |
| 6.1.2    | Capacité d'un canal en présence de bruit . . . . .                        | 111        |
| 6.1.3    | Transmission des données binaires . . . . .                               | 111        |
| 6.2      | Spectre des signaux numériques . . . . .                                  | 113        |
| 6.2.1    | Modèle théorique linéaire . . . . .                                       | 113        |
| 6.3      | Transmission d'impulsions en bande de base . . . . .                      | 114        |
| 6.3.1    | Codage . . . . .  | 114        |
| 6.3.2    | Codes en ligne d'émission . . . . .                                       | 114        |
|          | Codage NRZ unipolaire . . . . .   | 115        |
|          | Bande passante. . . . .   | 116        |
|          | Codage MANCHESTER . . . . .   | 117        |
|          | Comparaison des codes . . . . .   | 117        |
|          | Autres techniques de codage en ligne . . . . .                            | 117        |
|          | Codage en blocs ou complets . . . . .                                     | 119        |
| 6.4      | Détection de signaux binaires en présence de bruit gaussien . . . . .     | 120        |
| 6.4.1    | Position du problème . . . . .  | 120        |
| 6.4.2    | Problème simplifié : le cas d'un système binaire . . . . .                | 120        |
| 6.4.3    | Modèle de canal et structure du récepteur . . . . .                       | 120        |
| 6.4.4    | Première phase : filtrage ou corrélation . . . . .                        | 123        |
|          | Filtre adapté . . . . .   | 123        |
|          | Propriétés du filtre adapté . . . . .                                     | 125        |
|          | Implémentation du filtre adapté . . . . .                                 | 125        |
| 6.4.5    | Seconde phase : détection par maximum de vraisemblance . . . . .          | 126        |



|          |   |            |
|----------|---|------------|
|          | Probabilité d'erreur lors de l'envoi du signal NRZ $g_0(t)$ | 126        |
|          | Probabilité d'erreur moyenne                                | 127        |
| 6.5      | Types de transmission                                       | 129        |
| 6.5.1    | Transmission asynchrone                                     | 129        |
| 6.5.2    | Transmission synchrone                                      | 130        |
| <b>7</b> | <b>Modulation numérique et modems</b>                       | <b>132</b> |
| 7.1      | Introduction  | 132        |
| 7.1.1    | Modulation cohérente ou incohérente                         | 132        |
| 7.1.2    | Démodulation cohérente ou incohérente                       | 133        |
| 7.2      | Modulation  | 133        |
| 7.2.1    | Hypothèses  | 133        |
| 7.2.2    | Modulation d'amplitude numérique cohérente                  | 133        |
|          | Occupation spectrale  | 135        |
|          | Démodulation cohérente                                      | 136        |
| 7.2.3    | Modulation de phase numérique cohérente                     | 137        |
|          | Occupation spectrale  | 137        |
|          | Démodulation cohérente                                      | 138        |
| 7.2.4    | Modulation d'amplitude en quadrature                        | 138        |
| 7.2.5    | Conclusion  | 138        |
| 7.3      | Les modems  | 138        |
| 7.3.1    | Modes   | 139        |
|          | Mode simplex  | 139        |
|          | Mode half-duplex  | 139        |
|          | Mode duplex simultané                                       | 139        |
| 7.3.2    | Modulation  | 140        |
| 7.3.3    | Protocoles de transfert de données                          | 140        |
| 7.3.4    | Compression de données                                      | 140        |
| 7.3.5    | Normes  | 140        |
| <b>8</b> | <b>Notions de code</b>                                      | <b>142</b> |
| 8.1      | Introduction  | 142        |
| 8.1.1    | Exemple   | 143        |
| 8.2      | Modèle  | 145        |
| 8.2.1    | Modèle de canal   | 145        |
|          | Canal discret sans mémoire                                  | 145        |
|          | Canal binaire symétrique                                    | 145        |
|          | Canal gaussien  | 145        |
| 8.2.2    | Flux binaire et redondance                                  | 146        |
| 8.3      | Codes linéaires   | 146        |
| 8.3.1    | Un exemple simple : code redondant                          | 147        |
| 8.3.2    | Définitions et notations                                    | 148        |
| 8.3.3    | Matrice génératrice   | 148        |

|          |   |            |
|----------|---|------------|
| 8.3.4    | Codes à parité  | 149        |
|          | Codes à détection de parité simple                        | 149        |
| 8.3.5    | Code systématique   | 150        |
| 8.4      | Détection et correction d'erreur                          | 152        |
| 8.4.1    | Matrice de contrôle de parité                             | 152        |
| 8.4.2    | Vecteur syndrome d'erreur                                 | 153        |
| 8.4.3    | Correction d'erreur                                       | 154        |
| 8.5      | Efficacité de codage                                      | 155        |
| 8.5.1    | Poids et distance de HAMMING                              | 155        |
| 8.5.2    | Distance minimale   | 155        |
| 8.5.3    | Détection et correction d'erreur                          | 155        |
| 8.6      | Quelques codes courants                                   | 156        |
| 8.6.1    | Code de HAMMING   | 156        |
| 8.6.2    | Code de GOLAY étendu                                      | 157        |
| 8.6.3    | Code BCH  | 157        |
| 8.6.4    | Autres codes  | 157        |
| <b>9</b> | <b>Supports de transmission</b>                           | <b>158</b> |
| 9.1      | Introduction  | 158        |
| 9.2      | Propagation   | 159        |
| 9.2.1    | Équations de MAXWELL                                      | 159        |
|          | Vitesse de propagation des ondes                          | 159        |
| 9.2.2    | Limitations   | 159        |
| 9.3      | Transmission par ligne                                    | 160        |
| 9.3.1    | Définitions   | 160        |
| 9.3.2    | Propriétés électriques du cuivre                          | 161        |
|          | Résistance  | 161        |
|          | Capacité  | 161        |
|          | Inductance  | 161        |
| 9.3.3    | Propagation   | 162        |
| 9.3.4    | Modèle électrique   | 162        |
|          | Paramètres primaires                                      | 163        |
|          | Équations des télégraphistes                              | 163        |
|          | Cas particulier 1 : ligne sans perte                      | 164        |
|          | Cas particulier 2 : régime permanent                      | 164        |
|          | Paramètres secondaires                                    | 164        |
|          | Relations entre les paramètres primaires et secondaires   | 165        |
|          | Diaphonie   | 166        |
| 9.4      | Exemples de lignes  | 166        |
| 9.4.1    | Lignes à paires symétriques                               | 166        |
|          | Comportement des câbles téléphoniques à basses fréquences | 167        |
|          | Comportement des câbles téléphoniques à hautes fréquences | 167        |
|          | Lignes pour transmissions numériques                      | 167        |

|           |  |            |
|-----------|--|------------|
| 9.4.2     | Lignes à paires coaxiales . . . . .                                  | 168        |
|           | Constitution . . . . .   | 168        |
|           | Propriétés . . . . .   | 168        |
| 9.5       | Fibre optique . . . . .  | 169        |
| 9.5.1     | Constitution . . . . .   | 169        |
| 9.5.2     | Caractéristiques physiques . . . . .                                 | 170        |
| 9.5.3     | Modes de propagations . . . . .                                      | 171        |
| 9.5.4     | Caractéristiques optiques et mécaniques . . . . .                    | 171        |
|           | Atténuation intrinsèque $\alpha$ . . . . .                           | 171        |
|           | Dispersion modale et spectrale . . . . .                             | 174        |
| 9.5.5     | Applications en télécommunications . . . . .                         | 175        |
| 9.6       | Propagation en espace libre . . . . .                                | 175        |
| 9.6.1     | Antennes . . . . .   | 176        |
| 9.6.2     | Atténuation en espace libre : équation de Friis . . . . .            | 176        |
| 9.6.3     | Modèles de propagation . . . . .                                     | 177        |
|           | Multitrajet . . . . .  | 179        |
|           | Domaines d'application de la radio . . . . .                         | 180        |
|           | Radiodiffusion sonore. . . . .                                       | 180        |
|           | Modulation d'amplitude. . . . .                                      | 182        |
|           | Modulation de fréquence. . . . .                                     | 182        |
| <b>10</b> | <b>Introduction au modèle OSI : éléments de la couche liaison</b>    | <b>184</b> |
| 10.1      | Les topologies . . . . .   | 184        |
| 10.1.1    | Topologie et méthodes d'accès . . . . .                              | 184        |
| 10.1.2    | Topologie physique et topologie logique . . . . .                    | 185        |
| 10.2      | Partage des ressources . . . . .                                     | 185        |
| 10.2.1    | Multiplexage en fréquence . . . . .                                  | 185        |
| 10.2.2    | Multiplexage temporel . . . . .                                      | 185        |
|           | Exemple de multiplexage temporel : système téléphonique MIC 30 voies |            |
|           | Européen . . . . .   | 188        |
|           | Caractéristiques. . . . .  | 188        |
|           | Structure de la trame. . . . .                                       | 188        |
|           | Rôle des IT. . . . .   | 189        |
| <b>11</b> | <b>Principes de fonctionnement du réseau GSM</b>                     | <b>191</b> |
| 11.1      | Introduction . . . . .   | 191        |
| 11.1.1    | Historique . . . . .   | 191        |
| 11.1.2    | Évolution technologique . . . . .                                    | 192        |
| 11.2      | La technologie GSM . . . . .   | 192        |
| 11.2.1    | Le concept cellulaire . . . . .                                      | 192        |
|           | Réutilisation des ressources . . . . .                               | 195        |
|           | Estimation du rapport de puissance porteuse à bruit . . . . .        | 195        |
| 11.2.2    | Synthèse des principales caractéristiques du GSM . . . . .           | 195        |

|        |   |     |
|--------|---|-----|
| 11.3   | Architecture du réseau  | 196 |
| 11.3.1 | Le sous-système radio   | 197 |
|        | Le mobile   | 197 |
|        | La station de base (BTS)  | 200 |
|        | Le contrôleur de station de base (BSC)  | 200 |
| 11.3.2 | Le sous-système réseau  | 201 |
|        | Le centre de commutation mobile (MSC)   | 201 |
|        | L'enregistreur de localisation nominale (HLR)   | 201 |
|        | Le centre d'authentification (AuC).   | 202 |
|        | L'enregistreur de localisation des visiteurs (VLR)  | 202 |
|        | L'enregistreur des identités des équipements (EIR)  | 203 |
| 11.3.3 | Le centre d'exploitation et de maintenance  | 203 |
| 11.3.4 | L'acheminement des appels entre le réseau fixe et le réseau GSM : deux scénarios en guise d'exemple | 203 |
| 11.4   | Description du canal physique   | 204 |
| 11.4.1 | Multiplexage fréquentiel  | 204 |
| 11.4.2 | La modulation   | 205 |
| 11.4.3 | Multiplexage temporel   | 205 |
| 11.4.4 | Mécanismes de protection contre les interférences radio-électriques                                 | 206 |
|        | Le saut de fréquences ou Frequency Hopping  | 207 |
|        | Décalage temporel des envois  | 208 |
|        | Le codage   | 208 |
| 11.5   | Protocoles  | 209 |
| 11.5.1 | Pile de protocoles  | 209 |
| 11.5.2 | Les interfaces A-bis, A et X25  | 210 |
|        | L'interface A-bis   | 210 |
|        | L'interface A   | 210 |
|        | L'interface X25   | 210 |
| 11.5.3 | Typologie des paquets   | 211 |
|        | Le burst d'accès  | 211 |
|        | Le burst de synchronisation   | 213 |
|        | Le burst normal   | 213 |
|        | Le burst de correction de fréquence   | 213 |
|        | Le burst de bourrage  | 213 |

## **II Annexes** **214**

|          |                           |            |
|----------|---------------------------|------------|
| <b>A</b> | <b>Analyse de FOURIER</b> | <b>215</b> |
| A.1      | Transformée de FOURIER    | 215        |
| A.1.1    | Définition                | 215        |
| A.1.2    | Propriétés                | 216        |
| A.1.3    | Exemples                  | 218        |

|       |   |            |
|-------|---|------------|
| A.2   | La fonction Delta de DIRAC . . . . .            | 219        |
| A.2.1 | Définition . . . . .                            | 219        |
| A.2.2 | Transformée de FOURIER de $\delta(t)$ . . . . . | 219        |
| A.2.3 | Applications . . . . .                          | 220        |
| A.3   | Quelques signaux fondamentaux . . . . .         | 221        |
| A.3.1 | Définitions . . . . .                           | 221        |
| A.3.2 | Transformées de FOURIER . . . . .               | 222        |
|       | <b>Glossaire</b>                                | <b>228</b> |

**Première partie**

**Télécommunications et ordinateurs**

# Chapitre 1

## Introduction

### 1.1 Généralités

De tout temps, l'être humain a éprouvé le besoin d'échanger de l'information, c'est-à-dire de communiquer. Mais c'est véritablement lors de l'industrialisation de nos sociétés que la multiplication du nombre de moyens de communications a pris une ampleur tout à fait impressionnante. On doit ce développement à l'approfondissement

1. des lois physiques qui régissent le fonctionnement des canaux de communication, mais également
2. de la notion d'information. De fait, la difficulté à transmettre un message est proportionnelle au contenu d'information qu'il renferme.

#### Lois physiques

Les principales lois physiques sont relatives à l'électricité, jusqu'au développement de l'informatique dont l'apparition a permis d'accroître le nombre de canaux de communication. Aujourd'hui, même des machines s'échangent de l'information sans intervention humaine.

Dans ce document, nous envisageons les télécommunications sous la forme restrictive d'échanges d'information entre des systèmes, à l'initiative de l'être humain. L'analyse des signaux et des systèmes de télécommunications est complexe car, pour que deux systèmes communiquent, il faut combiner toute une série d'éléments que l'on retrouve, entre autres, dans le modèle de référence **OSI** (Open Systems Interconnection) : adaptation du signal au support de transmission, détection d'erreurs, synchronisation, etc. Parmi tous ces éléments, l'accent sera mis sur le fonctionnement des couches basses, autrement dit sur l'aspect physique des communications.

#### Information

L'approche moderne des télécommunications se fonde sur les particularités des signaux à transmettre. Il est dès lors utile de préciser la notion d'information. Un texte, un graphique, un

son ou une image traduisent des facettes différentes d'information. Quant il s'agit de quantifier leur "richesse", autrement dit leur contenu en information, il est commode de représenter ces signaux en une série de symboles équivalents. Ainsi, on peut remplacer chaque caractère d'un texte par une suite de huit ou seize symboles 0 ou 1, la correspondance entre le caractère et l'octet (ou le double octet) ainsi constitué étant prédéfinie. On voit ainsi apparaître la notion de code.

**Définition 1** *Un code est une règle de représentation de caractères pris dans un ensemble par des caractères pris dans un autre ensemble.*

Par exemple, les mots sont des suites de sons choisis dans un ensemble d'environ 40 caractères appelés phonèmes.

Il faut bien voir qu'un code établit une règle de correspondance entre deux ensembles de symboles, règle appelée **codage** ; la forme matérielle de ces symboles n'est pas nécessairement unique. Illustrons cela par un exemple ; soit à transmettre une information codée sous forme binaire en utilisant une ligne de transmission et en consacrant une durée fixée pour la transmission de chaque 0 ou 1 du message. La forme physique que pourraient prendre les signaux représentant ces deux symboles peut être

- l'existence ou l'absence d'un courant continu,
- une tension  $V_0$  ou  $V_1$ ,
- une sinusoïde de fréquence  $f_0$  ou  $f_1$ ,
- ou tout autre choix de deux fonctions temporelles distinctes pendant l'intervalle de temps.

Pour la transmission, l'information se trouve donc représentée par une ou plusieurs grandeurs physiques fonction du temps, et parfois aussi des coordonnées de l'espace, comme en télévision.

L'étude des formes que peut prendre l'information est l'objet de la **théorie de l'information**. Cette théorie part du postulat que l'information est imprévisible, et considère qu'un message est la réalisation d'une expérience au sens de la théorie des probabilités. Plus la probabilité d'arrivée d'un message déterminé est grande, moins ce message n'apporte d'information. À la limite, le message n'apporte plus aucune information ; il est alors déterministe.

## 1.2 Historique

C'est l'ingénieur et écrivain français ESTAUNIÉ qui utilisa pour la première fois le terme de télécommunications, dans son *Traité pratique de télécommunication électrique*, publié en 1904. Le terme vient du grec télé (au loin, distant) et du latin communicatio. Quoique le terme soit relativement récent, le besoin de communication à distance date déjà de l'Antiquité. C'est ainsi que l'on sait que, trois mille ans avant Jésus-Christ, les matelots grecs utilisaient déjà des pigeons voyageurs pour envoyer des messages vers la côte. Dans le Midi de la France, on trouve encore, à Arles et à Nîmes, les ruines des tours de sémaphores construits par les Romains qui émettaient des signaux en agitant des flambeaux [24].

Le système le plus connu de télégraphie optico-mécanique porte le nom de son inventeur, le français CHAPPE (1763–1805). Le système se compose d'un mât surmonté d'une poutre transversale mobile. Un bras de signalisation est fixé aux deux extrémités de cette poutre. À l'aide



de leviers, de roues et de cordes, la combinaison poutre et bras est placée dans différentes positions ; il y a ainsi  $4 \times 8 \times 8 = 256$  combinaisons possibles dont seules 92 étaient utilisées pour des raisons pratiques. On envoyait ainsi, sur une distance moyenne d'une dizaine de kilomètres, des messages visuels. Le réseau CHAPPE se développa en France à partir de 1793 et finit par atteindre 5,000 km rien que pour la France.

C'est au cours de l'hiver 1835–1836 que MORSE s'attaqua à l'invention du télégraphe électrique. Ses principes de base s'appuyaient sur l'ouverture et la fermeture d'un circuit électrique comme émetteur, un électro-aimant comme récepteur pour convertir le signal électrique en un mouvement, et un code pour traduire ce mouvement en lettres et en chiffres. Fait remarquable, ce code inventé par MORSE s'adaptera à tous les moyens de communication futurs et notamment à la radio, aussi bien en phonie qu'en graphie. Les appareils morse furent mis en service en Belgique en 1853. En 1879, 95% des postes utilisaient ce système.

Cette télégraphie avait donné lieu à la création de puissantes sociétés, précurseurs des opérateurs nationaux actuels. Son importance allait pourtant décroître avec l'invention du téléphone par BELL en 1876. Le développement du téléphone fut extrêmement rapide. Ainsi, les États-Unis comptaient déjà 47.000 téléphones en 1880.

En 1888, HERTZ met le rayonnement électromagnétique en évidence. Cela conduira, au début du vingtième siècle, à la radiotélégraphie. Celle-ci est techniquement bien modeste. On génère une "haute" fréquence, de quelques kHz, au moyen d'alternateurs à pôles multiples, et l'on interrompt cette sinusoïde comme dans le cas du télégraphe à fil.

PUPIN invente et met au point les bobines de charge en 1900. Ces bobines permettront de réduire l'affaiblissement des câbles souterrains aux fréquences vocales. Les câbles pupinisés seront utilisés pendant un tiers de siècle. Notons qu'il n'y a plus de câble de ce type en Belgique mais qu'on en trouve encore aux États-Unis.

HEAVISIDE et KENNELLY prévoient en 1902 que les ondes courtes pourront contourner la terre par réflexion sur l'ionosphère. Pendant un demi-siècle, les ondes courtes seront le seul moyen de communication intercontinentale en téléphonie.

Il faudra attendre 1906 pour que, avec l'invention de la triode par LEE DE FOREST, l'électronique voie le jour et, avec elle, l'utilisation de fréquences de plus en plus élevées. C'est vers 1914 que l'on imaginera de faire varier l'amplitude de la sinusoïde pour y imprimer un message vocal. C'est l'invention de la modulation, d'amplitude d'abord, de fréquence ensuite. C'est aussi l'origine de la radiodiffusion et puis de la radiotéléphonie.

Mais les progrès de la radioélectricité ne laisseront pas les téléphonistes indifférents. Ceux-ci comprendront que la technique de multiplexage par répartition de fréquence, utilisée assez naturellement par les radioélectriciens pour se partager l'espace de propagation, pouvaient tout aussi bien s'appliquer au partage de l'utilisation d'un câble entre de nombreuses communications, pour autant que la bande de fréquences utilisables soit suffisante.

Pour la transmission à grande distance, on trouvera une solution très élégante à partir des années 1960 avec les satellites de communication ; dans une vision très simplifiée des choses, ceux-ci sont des relais radioélectriques placés dans l'espace extra-terrestre et donc visibles à partir d'endroits très éloignées sur la surface du globe. L'orbite géostationnaire est à cet égard particulièrement intéressante. Il s'agit d'une orbite circulaire, situé dans le plan de l'équateur, et de rayon tel qu'un satellite tourne autour de la terre en synchronisme avec la rotation de celle-ci

et apparaisse donc immobile. L'altitude de cette orbite est de 36.000 km, ce qui correspond à un rayon de quelques 42.700 km.

Heuristiques à leur début, les télécommunications avaient besoin d'une base théorique solide. Celle-ci leur fut fournie principalement durant la décennie 1930–1940, par des grands noms comme NYQUIST, SHANNON, WIENER, etc. Les théories développées sont nombreuses et comprennent entre autres celles du signal, de l'information et du codage. Elles sont également à la base de l'informatique.

Cette dernière n'aurait pu se développer sans un nouvel apport technologique : le transistor, attribué à SCHOCKLEY (1948), et ensuite des techniques de la microélectronique. Seule la miniaturisation à outrance permettra de réaliser les opérations complexes requises par l'informatique. Mais elle sera également nécessaire pour mettre en œuvre, dans le domaine des télécommunications, une des découvertes théoriques des années 1930, à savoir la possibilité de numériser des signaux de nature essentiellement analogique, et d'apporter ainsi au domaine des télécommunications toutes les ressources de l'informatique.

Au cours de cette évolution, les besoins et les nouveaux services n'ont fait que croître. Ainsi en est-il de la transmission d'images. Inventée, au niveau des principes, dans les années 1930, la télévision s'est implantée dans les années 1950 sous la forme d'un service de radiodiffusion. Elle s'est alors vu réserver plus de la moitié des fréquences jusqu'à 1 GHz.

On peut considérer que c'est en 1975 qu'apparaissent les premières liaisons expérimentales de télécommunication par fibres optiques. En particulier, à Atlanta, une liaison expérimentale à 450 [Mb/s] est établie sur un trajet de 650 mètres ; la perte en ligne est de l'ordre de 8 [dB].

Les dernières inventions qui auront le plus marqué la fin du vingtième siècle sont sans aucun doute le réseau mondial de transmission de données Internet et la mobilophonie (cf. figure 1.1). Il y a fort à parier que ces deux inventions modifient le rapport de la transmission vocale à la transmission de données ainsi que le rapport des appels téléphoniques à partir de téléphones fixes ou mobiles. Fin 2000, on comptait plus de 5.000.000 de téléphones mobiles en Belgique pour 4.000.000 de lignes fixes !

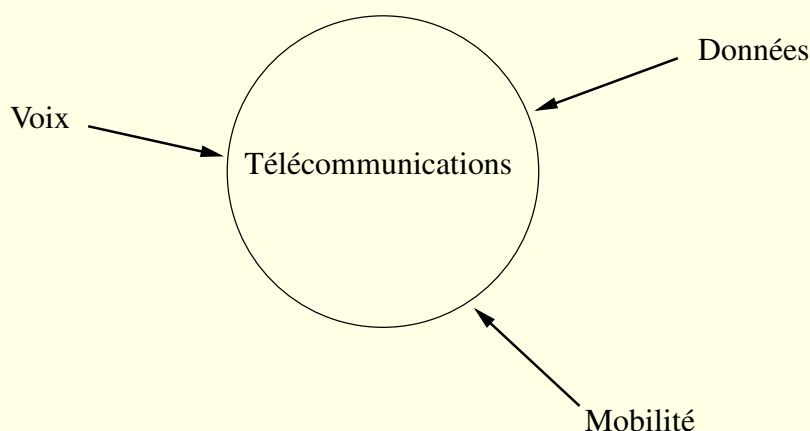


FIG. 1.1 – Principaux pôles de développement en télécommunications.

Enfin, on ne saurait passer sous silence l'introduction massive de l'informatique dans les

systèmes de télécommunications ; aujourd'hui, il n'y a pas de nouveau système qui n'intègre un microprocesseur.

## 1.3 Organismes internationaux de télécommunications

De par leur nature, les télécommunications demandent une exploitation coordonnée ; on ne peut communiquer sans une infrastructure offrant un très haut degré de compatibilité à tous les utilisateurs, tant au niveau national qu'international.

Le terme télécommunication n'a été défini officiellement, pour la première fois, qu'à la Conférence internationale de Madrid en 1932. En fait, jusqu'à cette date, il existait deux entités juridiques différentes, la Conférence internationale télégraphique créée en 1865, d'une part, et la Conférence internationale radiotélégraphique, dont la première réunion s'était tenue à Berlin en 1906. En 1932, ces deux conférences se réunirent à nouveau, mais ensemble à Madrid. Après discussions, on s'entendit pour trouver un nom à cette nouvelle organisation : l'Union Internationale des Télécommunications (UIT) ou International Telecommunications Union (ITU<sup>1</sup>). C'est en 1947, à Atlantic City, que se tint la première grande conférence internationale de l'après-guerre. Les relations entre l'Organisation des Nations Unies et l'Union Internationale des Télécommunications furent précisées au cours de conférence et, après bien des discussions, l'ONU donna son accord pour que l'UIT soit reconnue comme l'agence spécialisée en matière de télécommunications. Une nouvelle définition du mot télécommunication fut également adoptée lors de cette conférence. Cette version constitue la définition officielle actuelle.

**Définition 2** *On entend par télécommunication toute transmission, émission ou réception de signes, de signaux, d'écrits, d'images, de sons ou de renseignements de toute nature par fil, radio-électricité, optiques ou autres systèmes électromagnétiques.*

Les structures, sur le plan national, varient assez fort d'un pays à l'autre. Sur le plan international, le pouvoir de normalisation en matière de télécommunications revient à l'ITU, qui agit de concert avec l'International Standards Organisation (ISO<sup>2</sup>). L'Union comprend, entre autres, deux branches l'ITU-T et l'ITU-R qui ont la mission d'établir des normes pour les télécommunications et de partager les ressources. L'ITU organise aussi régulièrement des CMAR (Conférence Administrative Mondiale des Radiocommunications) ou WARC (World Administrative Radio Conference) au cours desquelles les pays conviennent de l'attribution des fréquences et du partage des positions sur l'orbite géostationnaire. Par exemple, c'est au cours de la CMAR de 1992 qu'il a été convenu de réserver les bandes de fréquences 1885 – 2025 [MHz] et 2110 – 2200 [MHz] pour les systèmes mobiles de troisième génération.

À côté de cette organisation mondiale, il existe un certain nombre d'organismes internationaux dont la mission est de caractère régional ou spécifique. Parmi ceux-ci, on peut citer

– l'UER<sup>3</sup> (Union Européenne de Radio-Télévision, en anglais EBU : European Broadcas-

---

<sup>1</sup><http://www.itu.int>

<sup>2</sup><http://www.iso.ch>

<sup>3</sup><http://www.ebu.ch>

ting Union), qui organise la coopération entre organismes de radiodiffusion sonore et télévisuelle pour la zone européenne,

- INTELSAT<sup>4</sup>, qui gère le système mondial de communication par satellite,
- EUTELSAT<sup>5</sup>, qui fait de même pour le système régional européen,
- l'ETSI<sup>6</sup> (European Telecommunications Standards Institute), dont le succès majeur est la création de la norme GSM,
- l'IETF<sup>7</sup> (Internet Engineering Task Force), qui gère les développements techniques d'Internet.

On pourrait encore citer des organisations telle que l'URSI (Union Internationale de Radio-électricité Scientifique), dont la mission est de nature strictement scientifique et consiste à encourager et à coordonner les recherches sur les ondes électromagnétiques, guidées ou non, et sur leur utilisation, notamment en vue des télécommunications, ainsi que de nombreuses autres sociétés scientifiques.

Bien qu'il ne soit pas strictement lié à la normalisation, un nouvel acteur est venu s'ajouter dans le monde des télécommunications. Avec la suppression des monopoles des opérateurs publics en Europe, chaque pays a dû créer un organisme régulateur, chargé de veiller au maintien de règles de concurrence saines. En Belgique, il s'agit de l'IBPT<sup>8</sup>, l'Institut Belge des services Postaux et Télécommunications.

## 1.4 Structure d'une chaîne de télécommunication

La structure conventionnelle d'une chaîne de télécommunications comprend différents éléments repris à la figure 1.2. On part d'un message, d'une information, transmis sous une forme matérielle déterminée. Le système de transmission étant de nature électromagnétique, il convient de convertir le signal physique en un signal électrique par le biais du transducteur d'émission. La chaîne se termine de même par un transducteur de réception, dont le but est de transformer le signal électrique en une grandeur physique adaptée au correspondant destinataire.

Le problème de la transduction est essentiellement un problème de fidélité ; ce problème technologique peut être résolu de façon plus ou moins satisfaisante selon le compromis qualité-coût que l'on accepte.

Le signal électromagnétique délivré par le transducteur d'émission doit être adapté au canal de transmission. À cet effet, on lui fait subir certaines transformations auxquelles on peut donner le nom générique de codage. Ces opérations comprennent aussi bien les opérations de filtrage que des mises à niveau électrique ou des convertisseurs d'analogique en numérique. Au terme du codage, que l'on qualifie le plus souvent de codage de source, le signal est injecté à l'entrée d'un système qui effectue le codage de canal ou modulation .

---

<sup>4</sup><http://www.intelsat.com>

<sup>5</sup><http://www.eutelsat.com>

<sup>6</sup><http://www.etsi.org>

<sup>7</sup><http://www.ietf.org>

<sup>8</sup><http://www.ibpt.be>

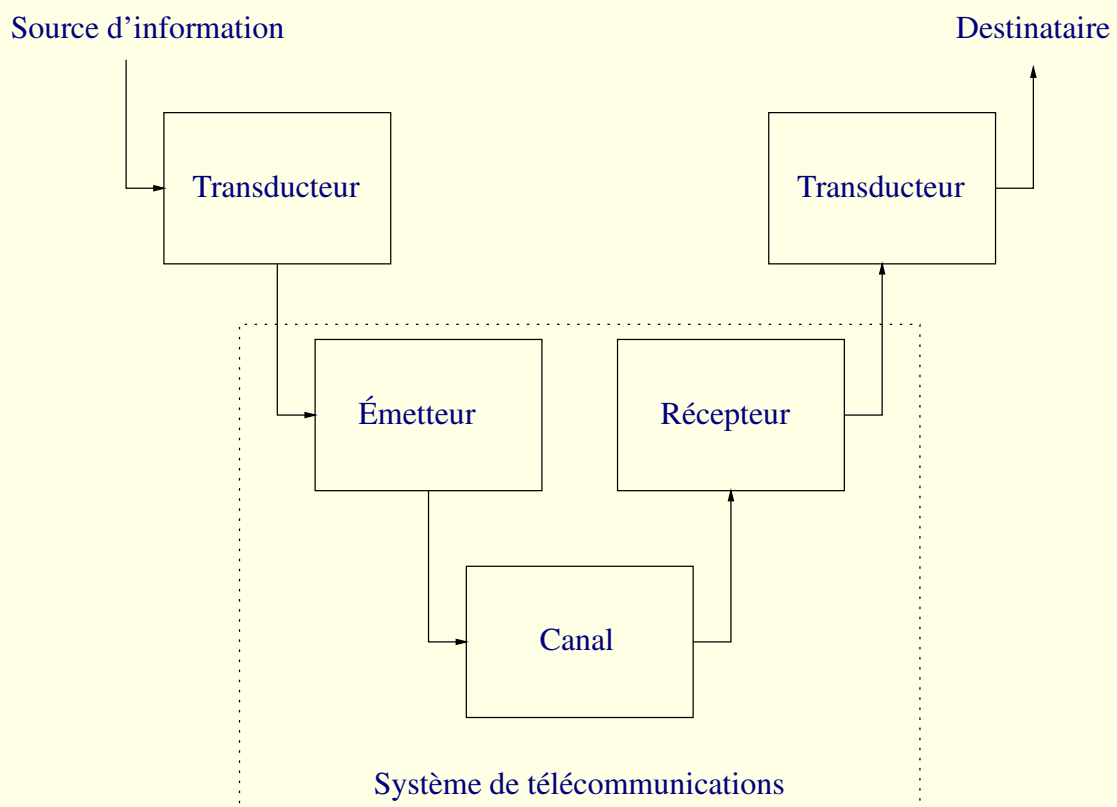


FIG. 1.2 – Structure d'une chaîne de télécommunications.

Bien entendu, on opère à l'extrémité réceptrice des opérations de décodage inverses des transformations effectuées à l'extrémité émettrice.

Si la structure de la figure 1.2 correspond assez bien à une chaîne de télécommunications analogiques, de nombreux éléments supplémentaires viennent s'ajouter dans le cas d'une communication numérique. Le schéma de la figure 1.3 en dresse un portrait plus typique. On y voit que la transmission est précédée de toute une série d'opérations de traitement sur le signal de départ.

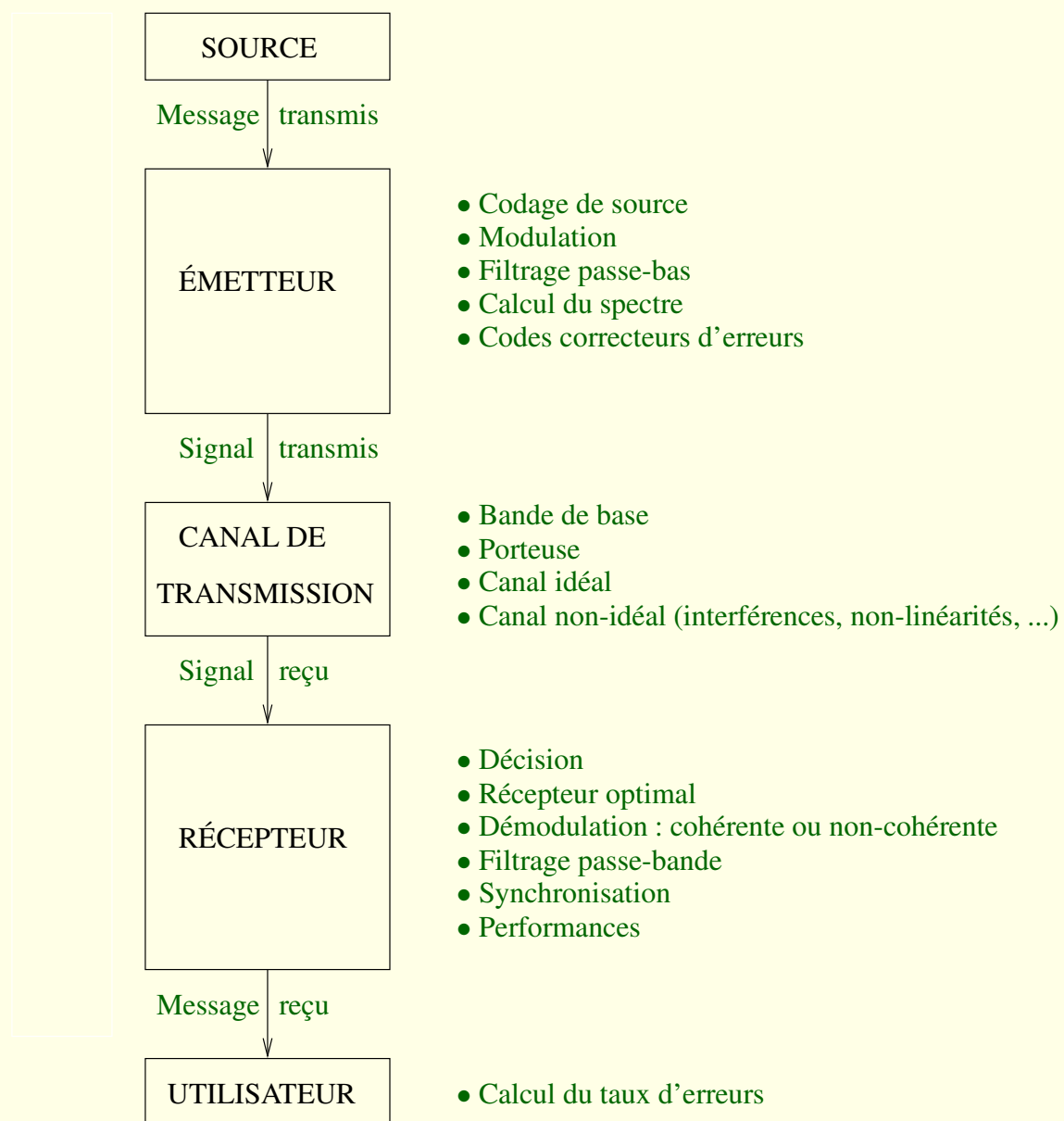


FIG. 1.3 – Structure d'une chaîne de télécommunications numérique [1].

On peut encore ajouter que le schéma général d'une chaîne de télécommunication donné ne

représente pas toutes les possibilités. Il présuppose que l'on crée, au profit des correspondants, une voie de communication, appelé **circuit**, mise à leur disposition exclusive pour la durée de la communication. Et même si l'exclusivité ne signifie pas que le canal de transmission ne puisse pas être partagé avec d'autres utilisateurs grâce à une opération de multiplexage, il n'empêche que le circuit est affecté à la communication pour toute sa durée. On ne retrouve pas toujours ce concept en transmission de données où certains protocoles prévoient l'envoi de **paquets** d'information, sans établissement préalable d'un circuit. C'est le cas notamment du protocole réseau utilisé pour l'Internet : le protocole **IP**.

## 1.5 Modèles de référence

La communication passe obligatoirement par la mise en réseau des terminaux. Cette dernière nécessite alors l'établissement de conventions claires et non ambiguës, d'autant plus qu'on assiste à un accroissement de l'interopérabilité des réseaux informatiques et des réseaux de télécommunications.

En transmission de données, il existe plusieurs architectures dont les principales sont l'architecture provenant de la normalisation de l'**ISO** que l'on appelle Open System Interconnection (**OSI**) et l'architecture utilisée sur Internet baptisée TCP/IP, du nom des deux principaux protocoles qui la constituent.

### 1.5.1 Modèle de référence OSI

Le principe adopté dans la conception des réseaux est d'être le plus indépendant possible des supports physiques et de regrouper les fonctions de communication en catégories. Le modèle de référence développé par l'ISO comporte 7 couches ; la figure 1.4 montre la communication entre deux ordinateurs à travers un réseau suivant le modèle **OSI**.

Les concepts architecturaux utilisés pour décrire le modèle de référence sont décrits dans la norme 7498-1. Le concept d'architecture en couches demande la définition de trois objets pour chaque niveau  $N$  :

- le **service**. Il correspond aux événements et aux primitives associées, à mettre en place pour rendre un service au niveau supérieur, c'est-à-dire au niveau  $N + 1$  ;
- le **protocole**. Le protocole de niveau  $N$  définit un ensemble de règles nécessaires pour que le service de niveau  $N$  soit réalisé. Ces règles définissent les mécanismes qui vont permettre de transporter les informations d'un niveau  $N$  au niveau  $N$  d'une autre machine. En particulier, le protocole  $N$  va proposer les règles pour contrôler l'envoi des données ;
- les points d'accès au service  $N$  (**Service Access Point** ou **SAP** en anglais). Les points d'accès au service  $N$  sont situés à la frontière entre les couches  $N + 1$  et  $N$ . Les services  $N$  sont fournis par une entité  $N$  à une entité  $N + 1$  à ces points d'accès aux services  $N$ .

Un service et un protocole sont déterminés par trois attributs :

- la sémantique d'association. Elle peut être de deux types : soit **orienté connexion** (**connection oriented**), soit **non orienté connexion** (**connectionless**). Dans un dialogue avec

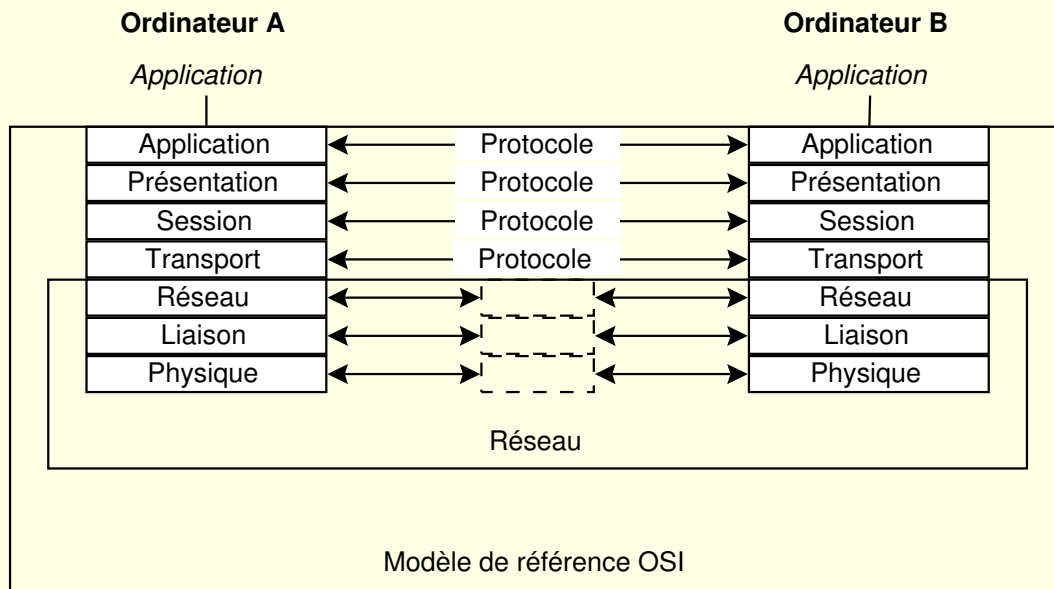


FIG. 1.4 – Modèle de référence OSI.

connexion, les phases d'établissement de la connexion entre les deux entités communicantes, de transfert de données et de fermeture de connexion se succèdent.

- la sémantique de **fonctionnalité**. Elle regroupe l'ensemble des procédures qui seront utilisées pendant la phase de transfert de données. Pour une association avec connexion, les principales fonctions sont la fragmentation, la concaténation, le contrôle de flux, le contrôle d'erreurs, etc. La figure 1.5 reprend une série de fonctions pour chaque couche.
- la **syntaxe**. Il caractérise le codage des primitives de service et des unités de données de protocole, appelées PDU (Protocol Data Unit).

Comme nous l'avons vu, le modèle de référence est structuré en couches. Pour transmettre des données, une couche utilise le service d'une couche inférieure. Une unité de données du service  $N$ , ou N-SDU (pour **S**ervice **D**ata **U**nit) est un ensemble de données provenant de l'interface avec la couche  $N$  qui doit être transporté sur une connexion  $N$ . Les informations de contrôle du protocole  $N$ , nécessaires à la coordination, sont rajoutées, le cas échéant, à des SDU sur une connexion  $N - 1$ . Les règles définies par les protocoles permettent d'offrir une série de fonctionnalités pour une communications entre deux terminaux ; la figure 1.5 énonce quelques fonctionnalités couramment rencontrées dans des systèmes réels.

## 1.5.2 Internet

Devant le foisonnement de machines utilisant des protocoles de communication différents et incompatibles, la défense américaine a décidé de définir sa propre architecture. Cette architecture est à la base du réseau mondial Internet.

L'architecture Internet, qui se présente sous la forme d'une pile de protocoles, est basée sur



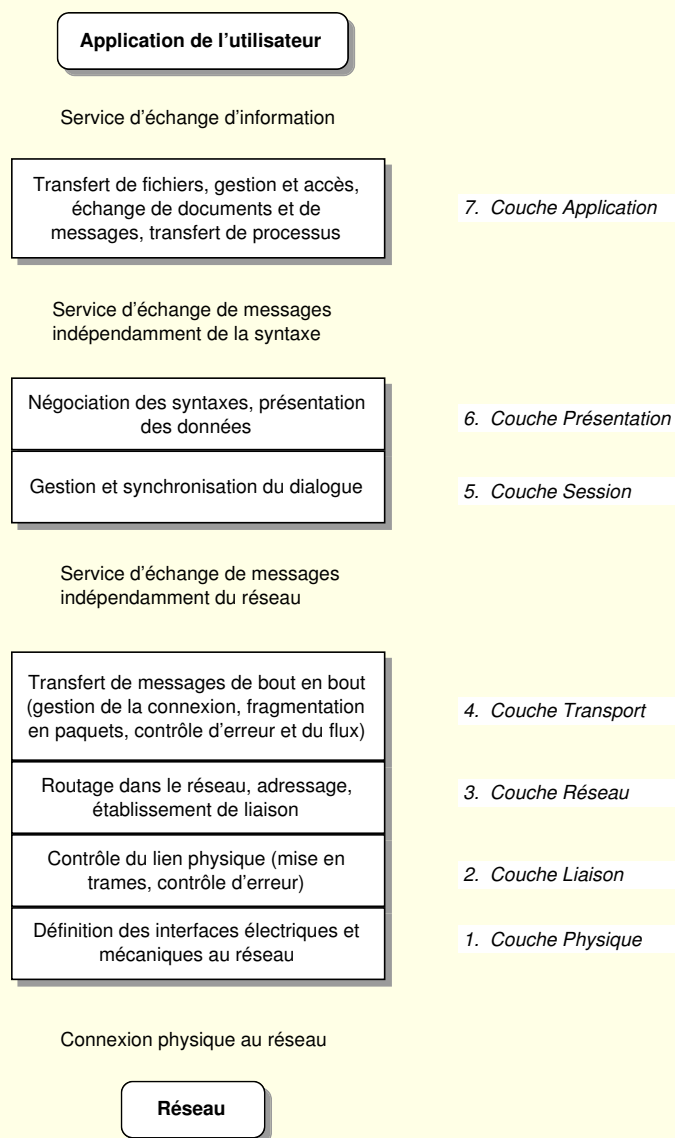


FIG. 1.5 – Les principales fonctions des couches OSI.

le protocole **IP** (Internet Protocol) qui correspond au niveau 3 de l'architecture du modèle de référence OSI ; quelques protocoles sont repris à la figure 1.6.

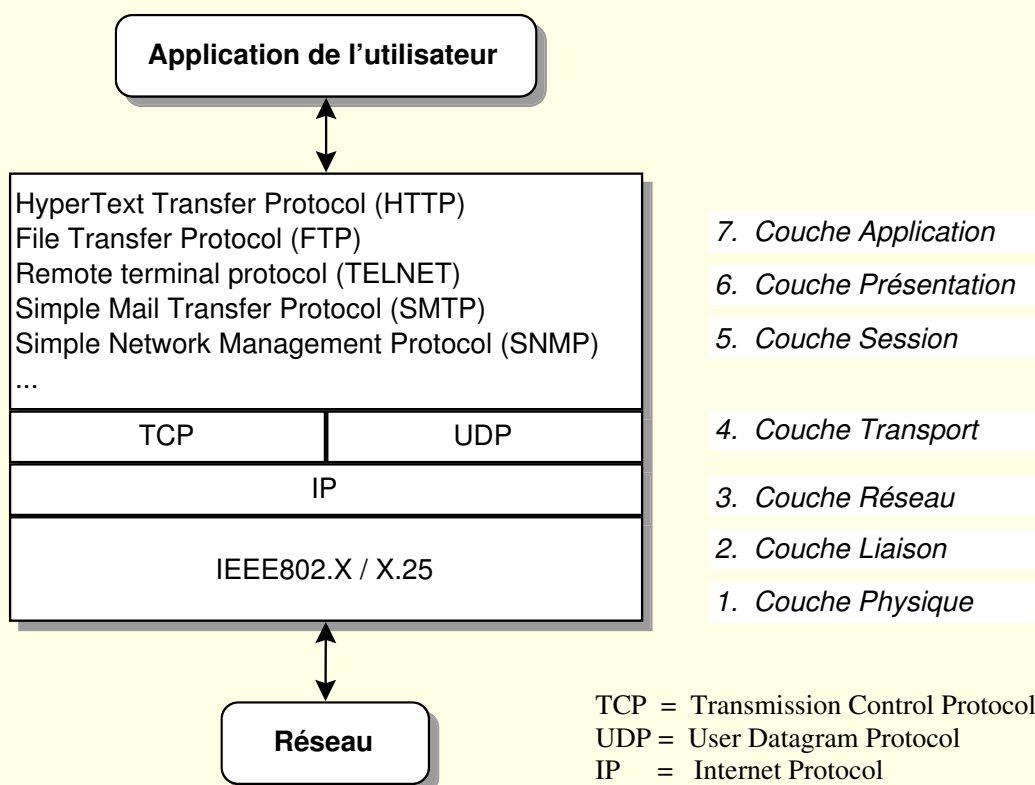


FIG. 1.6 – Éléments de l'architecture TCP/IP.

Le protocole IP a pour but de transporter les paquets, appelés datagrammes, d'une extrémité à l'autre du réseau. Les paquets sont indépendants les uns des autres et sont routés individuellement dans le réseau par chaque commutateur. La sécurisation apportée par ce protocole est très faible : pas de détection de paquets perdus ou de possibilité de reprise sur erreur. Le protocole **TCP** (Transport Control Protocol) regroupe les fonctionnalités de niveau 4 du modèle de référence. C'est un protocole assez complexe qui possède de nombreuses options permettant de résoudre tous les problèmes de perte de niveau inférieur. En particulier, les pertes pourront être récupérées par retransmission sur le flot d'octets. Le protocole TCP est en mode connecté, contrairement au deuxième protocole disponible dans cette architecture qui s'appelle **UDP** (User Datagram Protocol). Ce protocole se positionne aussi au niveau transport mais dans un mode sans connexion et avec pratiquement aucune fonctionnalité.

En guise d'illustration, la figure 1.7 analyse le contenu d'un paquet TCP/IP généré lors d'une connexion de transfert de fichiers par le protocole **FTP** (File Transfer Protocol).

Toute la puissance de l'architecture TCP/IP provient de la souplesse de mise en place au-dessus des réseaux existants. Par ailleurs, l'architecture inclut également, sans qu'elle ne soit définie, une interface d'accès au réseau. En effet, de nombreux sous-réseaux peuvent être pris

| No. | Source               | Destination           | Protocol | Info  |
|-----|----------------------|-----------------------|----------|---|
| 53  | circpc8.montefiore.u | stoch01.montefiore.u  | TCP      | 6000 > 42487 [PSH, ACK] Seq=603390095 Ack=3 |
| 54  | stoch01.montefiore.u | circpc8.montefiore.u  | TCP      | 42487 > 6000 [ACK] Seq=3487107646 Ack=60339 |
| 55  | ring.aist.go.jp      | circpc12.montefiore.u | TCP      | ftp-data > 1174 [ACK] Seq=1209320986 Ack=39 |
| 56  | ring.aist.go.jp      | circpc12.montefiore.u | FTP      | Response: 200 PORT command successful.      |
| 57  | 161.253:2            | 0.255:2               | DDP      | AppleTalk Name Binding Protocol packet      |

|   |
|---|
| [-] Frame (84 on wire, 84 captured)                         |
| [-] Ethernet II   |
| Destination: 00:00:00:00:00:00 (00:00:00:00:00:00)          |
| Source: 00:60:83:7c:04:eb (Cisco_7c:04:eb)                  |
| Type: IP (0x0800)   |
| [-] Internet Protocol                                       |
| Version: 4  |
| Header length: 20 bytes                                     |
| Type of service: 0x10 (Minimize delay)                      |
| Total Length: 70  |
| Identification: 0x4d87                                      |
| Flags: 0x4  |
| Fragment offset: 0  |
| Time to live: 231   |
| Protocol: TCP   |
| Header checksum: 0x0a9c                                     |
| Source: ring.aist.go.jp (150.29.9.6)                        |
| Destination: circpc12.montefiore.ulg.ac.be (139.165.16.182) |
| [-] Transmission Control Protocol                           |
| Source port: ftp (21)                                       |
| Destination port: 1165 (1165)                               |
| Sequence number: 1178723011                                 |
| Acknowledgement number: 3911994                             |
| Header length: 20 bytes                                     |
| Flags: 0x18   |
| Window size: 8760   |
| Checksum: 0xb5f3  |
| [-] File Transfer Protocol                                  |
| Response: 200   |
| Response Arg: PORT command successful.                      |

|      |  |                   |
|------|--|-------------------|
| 0000 | 00 00 00 00 00 00 00 00 60 83 7c 04 eb 08 00 45 10 | .....' . ....E.   |
| 0010 | 00 46 4d 87 40 00 e7 06 0a 9c 96 1d 09 06 8b a5    | .FM.@... .....    |
| 0020 | 10 b6 00 15 04 8d 46 41 e2 c3 00 3b b1 3a 50 18    | .....FA .....:P.  |
| 0030 | 22 38 b5 f3 00 00 32 30 30 20 50 4f 52 54 20 63    | "8....20 0.PORT.c |
| 0040 | 6f 6d 6d 61 6e 64 20 73 75 63 63 65 73 73 66 75    | ommand.s uccessfu |
| 0050 | 6c 2e 0d 0a  | l...              |

FIG. 1.7 – Analyse du contenu d'un paquet IP.

en compte dans l'architecture TCP/IP, aussi bien de type réseaux locaux que réseaux longue distance. Cette généralité peut parfois être un défaut en ce sens que l'optimisation globale du réseau est effectuée par sous-réseau. En revanche, le coût de l'infrastructure est extrêmement bas. Le service rendu par ce réseau est du type "best effort", ce qui signifie que le réseau fait ce qu'il peut pour écouler le trafic.

### 1.5.3 D'autres modèles

Le modèle de référence OSI a inspiré d'autres modèles. Ainsi, l'ITU-T a développé un modèle de référence en 1993 pour la transmission de données par commutation de cellules, mode appelé Asynchronous Transfer Mode (**ATM**). La raison en est simple : il faut que les nouveaux réseaux puissent prendre en compte les applications multimédia.

Cette architecture ITU-T peut être dite compatible au modèle de référence de l'ISO. Cependant, les fonctionnalités ne sont pas regroupées aux mêmes niveaux que ceux de l'ISO.

En fait, il existe quantité de modèles de communication, éventuellement partiels, basés sur le modèle de référence. Cela va du réseau de signalisation  $n^{\circ}7$ , au Réseau téléphonique Numérique à Intégration de Services (**RNIS**) en passant par le **GSM** ou le réseau à très haut débit **SDH** (Synchronous Data Hierarchy).

# Chapitre 2

## Les signaux multimédia

Qui dit multimédia dit échange d'information, principalement de nature visuelle ou auditive, ainsi qu'une série d'actions. Autrement dit, l'interactivité multimédia se traduit par un échange de signaux entre les différentes composantes des équipements.

Dans un premier temps, nous allons détailler les principales caractéristiques de ces signaux multimédia car ce sont elles qui définissent les limitations et les contraintes des systèmes.

### 2.1 Introduction

Les signaux tels que nous les percevons sont analogiques, c'est-à-dire qu'il n'est pas possible de déceler une discontinuité. De la même manière que l'aiguille d'un compteur kilométrique évolue d'une position vers une autre, les sons arrivent à notre oreille en continu.

Les applications multimédia mettent en jeu plusieurs types de signaux ainsi qu'une série de processus de mise en forme de ces signaux. La figure 2.1 fournit une liste partielle des signaux et des traitements qui leur sont appliqués.

Mais pour comprendre la technologie multimédia, il nous faut retourner à la physique des signaux sons et images.

### 2.2 Les signaux analogiques de base

#### 2.2.1 Son

Le son est une onde qui se propage dans l'air et qui est perceptible grâce au détecteur de pression qu'est le tympan, logé dans l'oreille. Ces vibrations sont ensuite converties en signaux transmis au cerveau par le nerf auditif.

Pour mieux saisir la notion de son, utilisons l'analogie avec la surface de l'eau. Jeter une pierre dans l'eau crée des ondulations de surface en forme de cercles concentriques. Ces ondes se propagent et, se heurtant aux berges, elles repartent en sens inverse. Le mécanisme de propagation du son est identique à ce phénomène où l'eau est remplacée par l'air et la pierre par une source sonore. Le son est le résultat d'une onde de pression qui voyage dans l'air, agite les

| Type de données     | Exemples de traitement                             |
|---------------------|--|
| Texte               | Traitement de texte<br>Recherche                   |
| Graphique           | Modification d'aspect<br>Dessin                    |
| Audio               | Filtrage<br>Numérisation<br>Amélioration<br>Codage |
| Image               | Numérisation<br>Amélioration<br>Codage             |
| Vidéo               | Numérisation<br>Amélioration<br>Codage             |
| Signaux de synthèse | Déformation temporelle et spatiale                 |

FIG. 2.1 – Édition multimédia.

molécules d'air et se réfléchit sur les obstacles qu'elle rencontre. Le tympan capte ces ondes qui sont in fine traduites en signaux électriques, comme le fait la membrane d'un micro.

La figure 2.2 montre le relevé d'un son à l'**oscilloscope**. L'axe vertical représente l'écart d'une membrane (ou une mesure physique équivalente comme une tension électrique) par rapport à une position centrale en fonction du temps (axe horizontal).

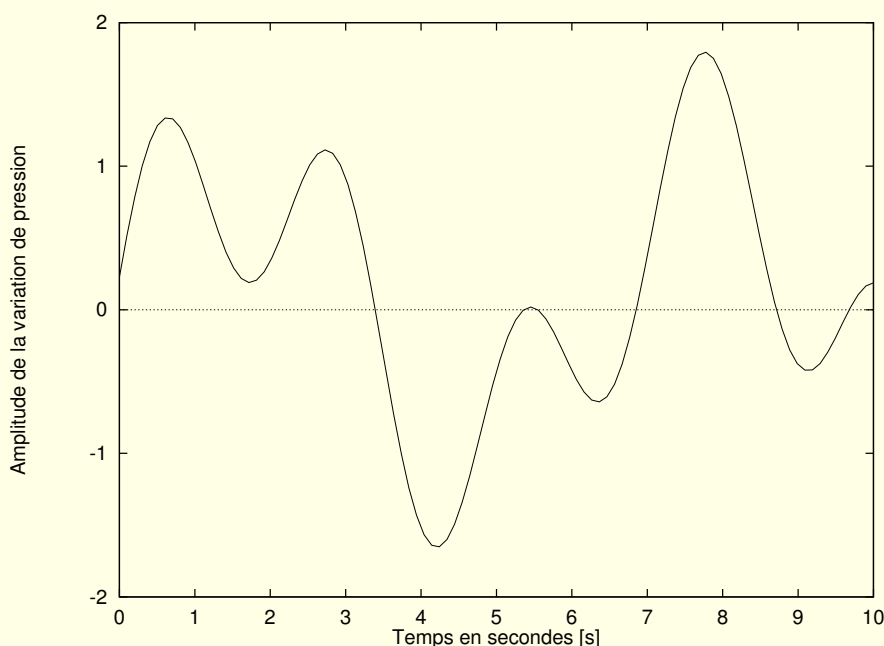


FIG. 2.2 – Représentation d'un son.

Le son est une notion tellement complexe qu'il faut plusieurs paramètres pour le décrire. Le phénomène physique du son peut être étudié de manière quantitative et les propriétés de l'onde acoustique peuvent être exprimées sous la forme de grandeurs objectives. Nous allons en analyser quatre : hauteur tonale, intensité, timbre et durée. Ces quatre paramètres suffisent à décrire globalement un son. Pour permettre une description plus fine comme par exemple l'attaque d'un instrument, la norme audio **MIDI** définit près d'une quarantaine de paramètres supplémentaires.

### Ton ou hauteur tonale

La notion de ton est intimement liée à celle de fréquence.

**Définition 3** *Le nombre d'oscillations d'un son dans un temps donné est sa fréquence. C'est la hauteur tonale ou ton du son perçu.*

Le temps au bout duquel une fréquence se répète est une **période**. Une onde est dite **périodique** quand elle est composée de telles répétitions. La valeur de la fréquence est évaluée en fonction du nombre de ses périodes dans un temps donné.

**Définition 4** L'unité de base correspond au nombre de période par seconde ; c'est le *Hertz* (*Hz*).

Une fréquence de  $1000 [Hz]$  est donc une fréquence dont le cycle se reproduit 1000 fois par seconde. La figure 2.3 illustre ces notions.

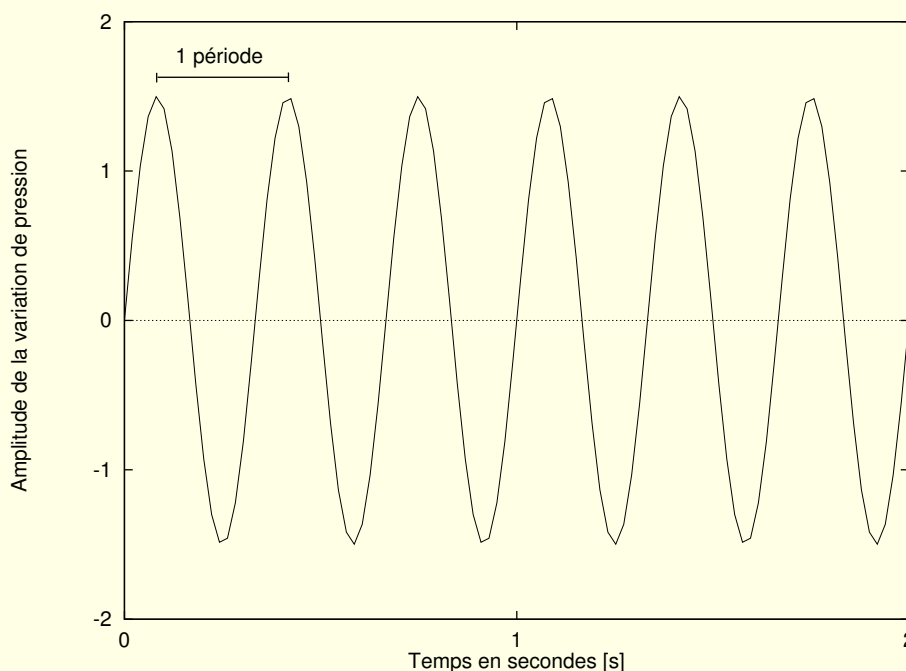


FIG. 2.3 – Le Hertz : unité de mesure des fréquences. Cette unité est définie comme le nombre de périodes par seconde. La fréquence du signal représenté ici est de  $3 [Hz]$ .

La période est ainsi inversement proportionnelle à la fréquence (c'est-à-dire égale à  $1/f$ ) : si la fréquence est de  $3 [Hz]$ , la période est de  $1/3$  seconde.

En principe, il n'y a pas de limitation dans la gamme des fréquences des sons possibles. Cependant notre oreille perçoit théoriquement des vibrations acoustiques allant de  $20 [Hz]$  (son grave) à  $20.000 [Hz]$  (son aigu). C'est la bande de fréquence qu'il faut restituer convenablement dans les systèmes haute fidélité, comme la radio **FM**, le canal son de la télévision ou le CD-audio. En radio **AM** cependant, on ne reproduit les fréquences que jusqu'à  $4500 [Hz]$  et cela procure une qualité relativement bonne, même pour la musique. En téléphonie, où l'objectif est limité à l'intelligibilité du message, la bande de fréquence normalisée est  $300 - 3400 [Hz]$ . Cette bande de fréquences est garantie de bout en bout du réseau. Un modem devra donc utiliser cette même gamme de fréquences pour permettre l'information numérique sous peine de perte d'information.

La limitation de la perception est importante pour tous les traitements liés au son ; on part du principe qu'il est inutile d'enregistrer ou de stocker un son imperceptible. Nous reviendrons plus loin sur cette limitation et analyserons l'impact sur la phase de numérisation.

Les fréquences ont permis de définir les notes. Ainsi le do moyen qui se trouve au milieu du clavier d'un piano a une fréquence de  $264 [Hz]$ . Un diapason produit le son la (pur) à  $440 [Hz]$ .



## Intensité

L'amplitude des variations de pression donne la seconde composante du son : l'intensité avec laquelle notre oreille percevra une note. L'intensité correspond au volume d'énergie d'une onde. L'amplitude du son est la mesure du changement de pression par rapport à une valeur moyenne. Cette mesure est l'intensité acoustique  $I$  qui est la puissance transportée par unité de surface du front d'onde et s'exprime, par exemple, en  $[W/cm^2]$ . De telles grandeurs sont certes fort utiles, mais lorsqu'il s'agit de déterminer les conditions de bonne transmission de signaux sonores, il apparaît nécessaire de tenir compte des propriétés perceptives très particulières de l'ouïe. On fait alors appel à des grandeurs subjectives qui expriment ce que ressent l'être humain.

## Timbre

Un ensemble de fréquences et leurs variations d'intensité permettent d'avoir une sorte de carte d'identité du son, une forme d'onde générale, le timbre ou spectre. Il montre la proportion dans laquelle la fréquence fondamentale du son est mélangée à d'autres fréquences multiples de la fréquence fondamentale et appelées sons harmoniques. Un son qui n'est accompagné d'aucune harmonique est appelé son pur. Le timbre permet donc d'identifier la source sonore car chaque instrument produit un spectre de fréquences qui lui est propre.

## Durée

Enfin, la répétition d'une onde sonore donne à son tour la durée du son. Elle s'exprime en secondes et correspond au temps pendant lequel l'énergie du son est perceptible. Sur le diagramme 2.3, la durée du son est de 2 secondes.

Avec ces quatre paramètres, on dispose d'une description suffisante pour, par exemple, générer des sons. Produire de la musique de synthèse implique que l'on passe de la simple notation des sons à leur transcription dans la tonalité d'un instrument. Il faut pour cela prendre en compte le timbre, toutes les harmoniques qui accompagnent la production d'un son pur. L'analyse en fréquences et la transformée de FOURIER sont le pivot de ces calculs et de tous les traitements effectués sur les signaux sonores.

Le principe de l'analyse de FOURIER est celui du prisme : un rayon de lumière solaire pénétrant dans un prisme de cristal en ressort décomposé en plusieurs rayons. De même, le "prisme mathématique de FOURIER" décompose le son d'un instrument en ses harmoniques.

Prenons le cas d'un son continu produit par un instrument. Il est défini par une forme d'onde périodique, une fréquence qui se répète identiquement. Or notre oreille perçoit cette onde comme un assemblage de sons purs et non comme un son unitaire.

L'analyse spectrale classique consiste à déterminer mathématiquement de quelles harmoniques se compose une onde périodique. Par exemple, la vibration d'une corde de piano produit un signal complexe dans un diagramme de l'amplitude en fonction du temps. Analysée par la transformée de FOURIER, elle se décomposera en notes séparées.

## L'analyse en fréquences et la transformée de Fourier

Le principe est le suivant : tout signal périodique (ce qui est le cas du son) peut se décomposer en une série d'oscillations sinusoïdales<sup>1</sup>. Soit  $x(t)$  un signal sonore continu dans le temps  $t$ , la transformée de FOURIER de ce signal est définie comme suit :

### Définition 5 [Transformée de FOURIER]

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-2\pi jft} dt \quad (2.1)$$

Il s'agit d'une fonction dont la variable est la fréquence  $f$ . Un signal périodique est ainsi représenté par des raies, dont l'emplacement est fixé par la fréquence des oscillations observées dans le signal  $x(t)$ , et l'amplitude par la valeur des coefficients définis par FOURIER.

Dans le sens inverse, connaissant le spectre  $X(f)$  d'un signal, c'est-à-dire l'énergie de chacune des fréquences présentes dans le signal, on peut reconstituer sa forme initiale  $x(t)$  par la transformée de FOURIER inverse :

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f)e^{2\pi jft} df \quad (2.2)$$

Comme le signal  $X(f)$  permet de reconstituer  $x(t)$ , il y a équivalence entre les deux représentations, tout juste l'une est-elle une représentation temporelle et l'autre une représentation dans l'espace des fréquences. C'est toutefois la représentation fréquentielle qui est la plus utilisée. Ainsi, l'analyse de FOURIER sert de base pour l'analyse des sons et pour la création de signaux de synthèse.

**La synthèse musicale.** Il existe trois grands modes de synthèse : la synthèse additive, la synthèse soustractive et la synthèse globale. La synthèse additive consiste à partir d'une fréquence et à compléter l'effet sonore par l'ajout de sons à d'autres fréquences. Contrairement à la synthèse additive, la synthèse soustractive débute par un signal riche et en soustrait les composantes. Son principe théorique revient à filtrer un signal pour ne garder que les composantes désirées.

La synthèse globale est une méthode qui repose sur des relations mathématiques abstraites. Une technique importante est la **modulation** de fréquences, par ailleurs utilisée par les ondes radio **FM**.

Comme nous l'avons signalé, tous les sons ne sont pas perceptibles. De plus, en raison de limitations physiques, certains équipements s'avèrent incapables de traiter certaines fréquences. On parle alors de bande passante.

**Définition 6 [Bande passante]** L'intervalle de fréquences que peut traiter un système est appelé **bande passante**.

Ainsi, la bande passante de l'oreille est l'intervalle de fréquences  $[15 \text{ Hz}, 20 \text{ kHz}]$ . Pour les signaux de parole, on estime que l'énergie est concentrée dans les fréquences inférieures à  $4 \text{ kHz}$ .

---

<sup>1</sup>Un son pur est une oscillation sinusoïdale.

Le téléphone en tire profit puisque sa bande passante est  $[300\text{ Hz}, 3400\text{ Hz}]$ . En fait, tout système physique a une bande passante finie.

## 2.2.2 Image et vidéo

### Le système visuel humain

L'œil est un système complexe (cf. figure 2.5). La lumière incidente est réfractée par la cornée et dirigée vers la pupille ; la pupille est l'ouverture de l'iris par laquelle la lumière pénètre dans l'œil. La lumière est ensuite réfractée une seconde fois en direction du fond du globe oculaire où elle illumine la rétine. Cette dernière est composée d'une série de récepteurs, appelés photorécepteurs, reliés à des cellules qui transmettent des signaux au nerf optique.

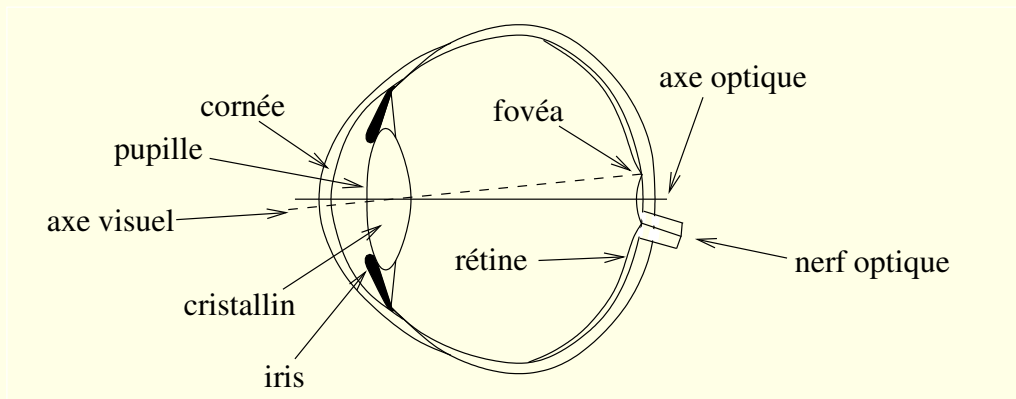


FIG. 2.4 – Coupe latérale simplifiée de l'œil.

### La lumière

La perception du signal visuel présente des similitudes avec celle du signal audio. De fait, le fond de l'œil est tapissé de récepteurs qui envoient des influx électriques au cerveau via le nerf optique. De plus, certaines couleurs ne sont pas perceptibles à cause d'un effet de limitation de la "bande passante" de l'œil.

La lumière couvre une partie du spectre d'énergie électromagnétique. Un rayonnement électromagnétique est en général constitué d'un certain nombre de longueurs d'onde (ou fréquences) que les dispositifs dispersifs de séparer en un spectre. Le spectre est soit discret, soit continu.

Il est d'usage de définir les couleurs par leur longueur d'onde ; on passe aisément de la longueur d'onde à la fréquence par le biais de l'expression

$$f = \frac{c}{\lambda} \quad (2.3)$$

où  $c = 3 \times 10^8 [m/s]$  est la vitesse de la lumière. Les longueurs d'onde du spectre visible s'étendent approximativement de 380 à 720 [nm]. Une source est caractérisée par (i) son rayonnement, mesurable dans un système de grandeur correspondant à l'action proprement visuelle,

(ii) par le mélange des longueurs d'onde de cette énergie, mélange qui produit une sensation de couleur. La lumière est donc une distribution d'énergie émise à certaines fréquences ayant une certaine intensité.

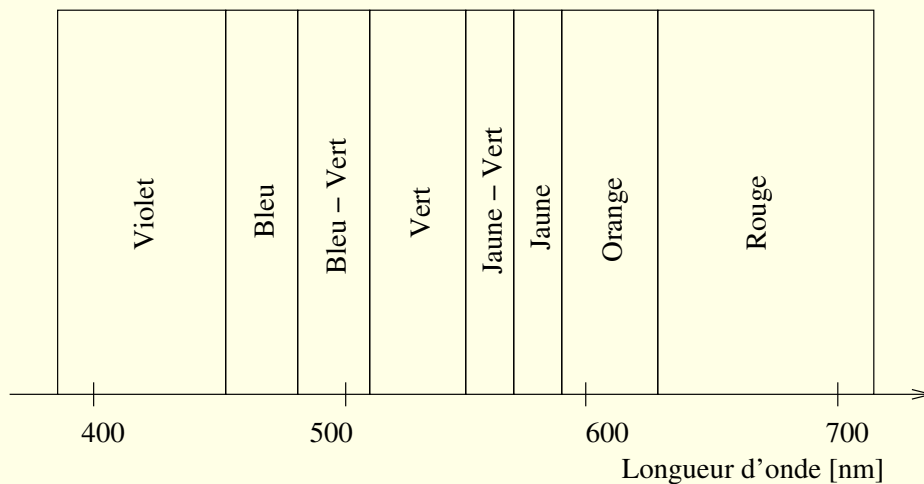


FIG. 2.5 – Les longueurs d'onde associées aux couleurs.

Pour caractériser une couleur monochromatique, il suffit de connaître sa longueur d'onde  $\lambda$  et la luminance  $L$ , expression qualitative de la brillance énergétique. Dans ces conditions, l'œil se comporte donc comme un récepteur bivariant, la connaissance de  $\lambda$  et de celle de  $L$  étant nécessaires et suffisantes pour caractériser l'impression visuelle créée.

Supposons maintenant une source constituée d'un certain nombre de radiations simples formant un spectre de raies ou un spectre continu avec une répartition énergétique donnée. La question qui se pose est le problème de la résultante, pour le récepteur visuel, de l'addition de l'ensemble de ces radiations.

## Les espaces de couleurs

Une possibilité de représentation des couleurs consiste à utiliser un espace de couleurs à  $k$  dimensions. Des expériences psychovisuelles d'égalisation (voir KUNT et al. [12]) ont montré qu'en combinant trois stimuli de longueur d'ondes particulières, il est possible de synthétiser presque toutes les couleurs existantes. Cette expérience peut s'effectuer à l'aide d'un système de reproduction de couleurs de type additif ou de type soustractif.

Choisissons trois radiations monochromatiques que nous qualifierons de **primaires**. Le problème sera de déterminer dans quelle mesure il est possible, à partir de ces trois couleurs, de reproduire une radiation colorée quelconque et selon quelles règles quantitatives. Dans le cas d'un mélange additif, l'expérience d'égalisation des couleurs se déroule par exemple de la manière suivante : trois couleurs primaires  $A$ ,  $B$  et  $C$  sont, après pondération de leur intensité respectivement par  $a$ ,  $b$  et  $c$ , projetées sur écran noir avec un certain recouvrement comme l'illustre la figure 2.6. En jouant sur les paramètres  $a$ ,  $b$  et  $c$ , l'observateur essaie d'égaliser la couleur à

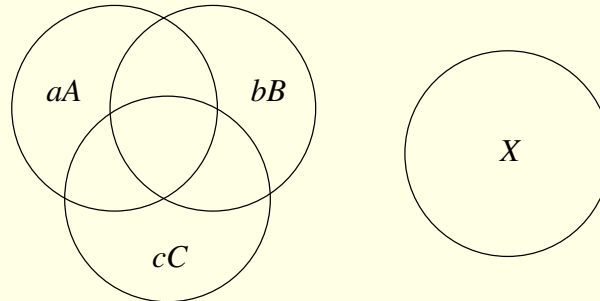


FIG. 2.6 – Expérience d’égali- sation d’une couleur  $X$  au moyen de trois couleurs primaires  $A$ ,  $B$  et  $C$ .

définir  $X$  avec le mélange additif  $aA + bB + cC$ . Au cas où l’égali- sation est impossible, une ou plusieurs des couleurs primaires sont additionnées non pas au mélange mais à la couleur à définir  $X$ . On obtient alors, pour cette couleur, un ou plusieurs facteurs négatifs  $-a$ ,  $-b$  ou  $-c$ .

**L’espace de couleurs additif RGB.** Pour des raisons de standardisation, la commission internationale de l’éclairage (CIE) a réalisé en 1931 l’expérience d’égali- sation de couleur par mé- lange additif. Un système qui s’imposa presque naturellement était fondé sur les trois couleurs monochromatiques, rouge  $R$  (700 [nm]), vert  $V$  (546, 1 [nm]) et bleu  $B$  (435, 8 [nm]), ces deux dernières étant émises par l’arc au mercure (d’où leur choix). Ce fut le système RGB. On a ainsi déterminé pour ce système :

- les coordonnées trichromatiques désignées dans le cas d’espèce  $r$ ,  $g$  et  $b$  ;
- les unités lumineuses respectives des trois primaires en imposant qu’une certaine source blanche tombe au centre du diagramme ;
- à partir de ci-dessus, les coefficients de distribution pour une couleur quelconque.

La figure 2.7 montre les courbes des coefficients de distribution des couleurs primaires.

La figure 2.8 représente le diagramme chromatique-type dans le système RGB : chaque cou- leur primaire est placée au sommet d’un triangle isocèle rectangle ; l’ensemble des couleurs mo- nochromatiques s’aligne sur le contour du diagramme, dit lieu spectral, tandis qu’une radiation complexe se situe à l’intérieur du contour.

**Vers d’autres systèmes de couleurs : le système XYZ.** À l’usage, il s’est avéré que ce système RGB présentait un certain nombre d’inconvénients (cf. [2]) du fait, en particulier que : (i) en raison du choix des primaires, l’une des coordonnées trichromatiques était toujours négative pour les radiations monochromatiques, (ii) on risquait d’attribuer aux couleurs primaires une signification physiologique qu’elles n’ont pas (puisqu’elles sont choisies arbitrairement).

Afin de parer à ces inconvénients, la CIE a introduit, également en 1931, un autre espace de couleurs appelé XYZ. Les composantes  $X$ ,  $Y$  et  $Z$  qui décrivent un stimulus sont liées aux

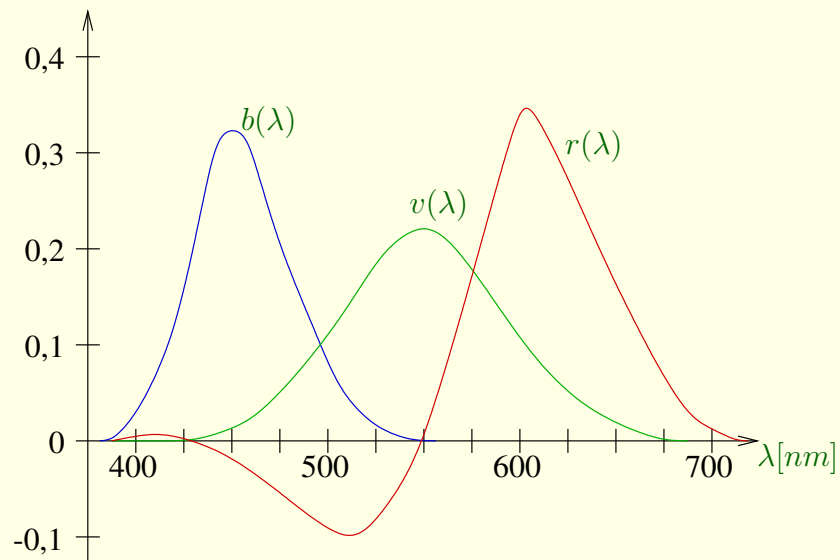


FIG. 2.7 – Courbes d'égalisation spectrale obtenues par égalisation des couleurs au moyen d'un mélange additif (d'après [11]).

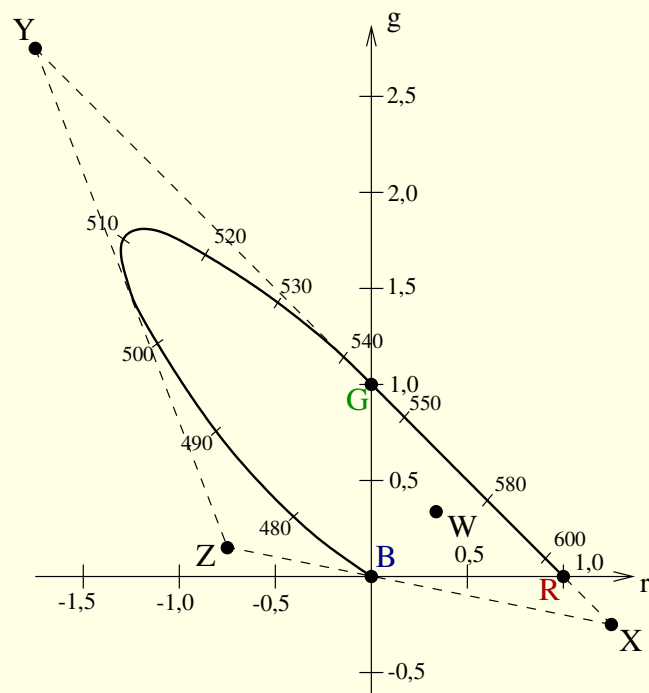


FIG. 2.8 – Diagramme chromatique  $RGB$  de la CIE.

composantes  $RGB$  par la relation matricielle suivante [12]

$$\begin{pmatrix} X \\ Y \\ Z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2,769 & 1,7518 & 1,13 \\ 1 & 4,5907 & 0,0601 \\ 0 & 0,0565 & 5,5943 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R \\ G \\ B \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

En normalisant le tri-stimulus  $XYZ$  par rapport à  $X+Y+Z$ , on obtient le système  $xyz$ . Une particularité intéressante de ce nouveau référentiel est que seules deux variables, par exemple  $x$  et  $y$ , sont indépendantes. Ces deux composantes sont appelées les composantes chromatiques du stimulus. On a donc les relations

$$x = \frac{X}{X+Y+Z} \quad (2.5)$$

$$y = \frac{Y}{X+Y+Z} \quad (2.6)$$

$$z = \frac{Z}{X+Y+Z} \quad (2.7)$$

$$x + y + z = 1 \quad (2.8)$$

Après transformation du stimulus original en deux composantes normalisées indépendantes  $x$  et  $y$ , il est possible de décrire l'ensemble des couleurs par les deux variables de chrominance  $x$  et  $y$ . Il en résulte un diagramme tel que celui représenté à la figure 2.9.

Les couleurs monochromatiques sont représentées sur la partie non rectiligne du contour (comme un U retourné). Les couleurs qui résultent d'un mélange additif de certaines couleurs de base sont représentées à l'intérieur de la forme en U. Il existe aussi certains points particuliers, comme le point d'égale énergie qui correspond à une contribution égale des trois composantes de base  $X$ ,  $Y$  et  $Z$ , ce qui correspond à  $x = y = 1/3$ . L'expérience d'égalisation des couleurs a montré qu'il suffisait de trois couleurs de base pour synthétiser la quasi-totalité des stimuli colorés. Comme le diagramme chromatique  $xy$  ne reprend que deux variables indépendantes, ce diagramme est une version réduite de l'espace à trois dimensions tel défini par le cube de la figure 2.10.

C'est dans ce genre d'espace que nous avons représenté les couleurs du diagramme chromatique approché à la figure 2.9; le diagramme tridimensionnel correspondant est illustré à la figure 2.11.

La dimension non représentée sur ce diagramme est celle de la luminance qui permet d'éclaircir ou d'assombrir une couleur en modulant son degré de noir. Par exemple, en modulant du minimum au maximum la luminance du point d'égale énergie, on passe du noir au blanc en passant par toutes les teintes de gris. Chaque couleur possède une luminance maximale dont la représentation graphique est fournie à la figure 2.12.

Le diagramme chromatique  $xy$  est donc le lieu des couleurs de chrominance  $(x, y)$  de luminosité maximale. En effet, un changement des proportions entre  $x$  et  $y$  conduirait automatiquement à la perception d'une autre couleur. Les deux variables de chrominance  $x$  et  $y$  peuvent se transformer en variables possédant une interprétation physique plus intuitive à savoir la teinte et la saturation. La notion de teinte (hue en anglais) est associée à la longueur d'onde, c'est-à-dire à

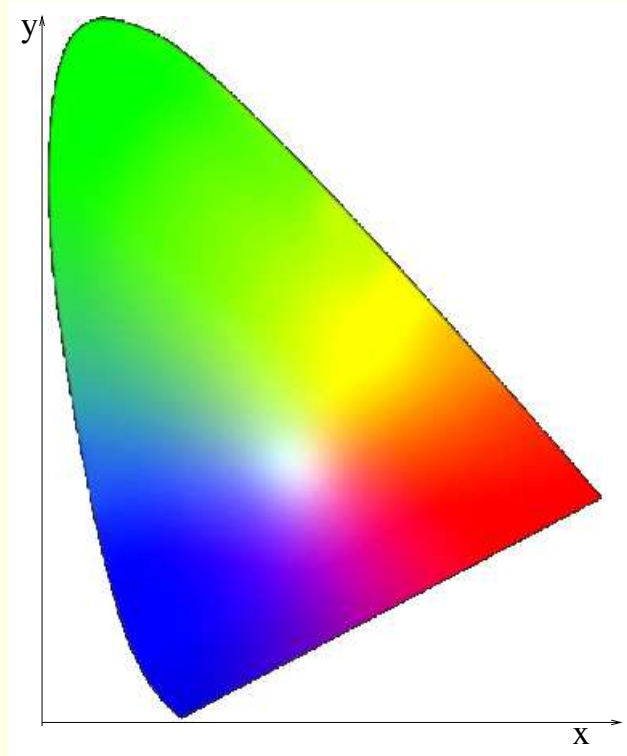


FIG. 2.9 – Diagramme chromatique (approché !) défini par les deux variables de chrominance  $x$  et  $y$ .

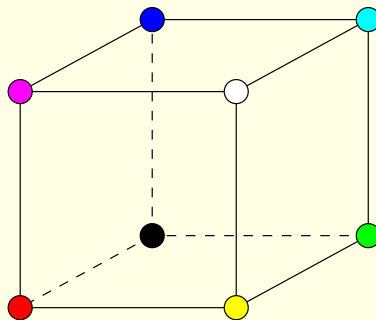


FIG. 2.10 – Espace tridimensionnel des stimuli produits par les composantes  $RGB$ .



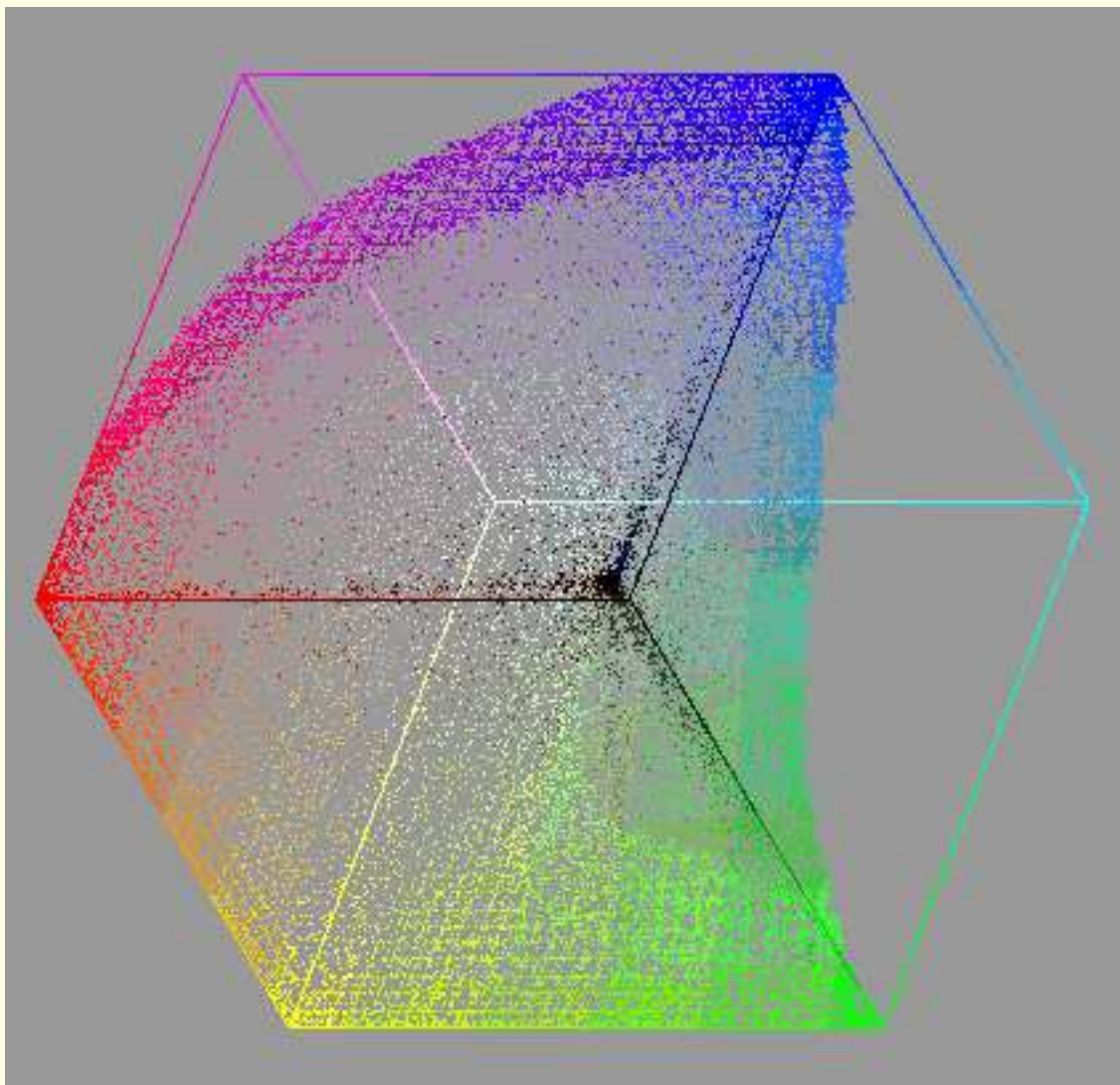


FIG. 2.11 – Espace tridimensionnel des couleurs du diagramme de chrominance approché.

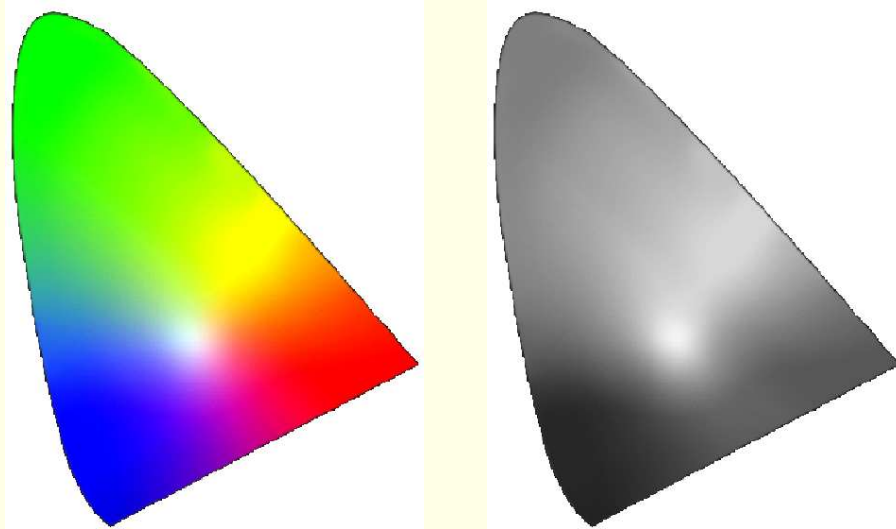


FIG. 2.12 – Diagramme chromatique  $xy$  et luminance maximale en chaque point.

la position le long du U retourné. La saturation exprime quant à elle le degré de blanc ; elle est définie comme la distance entre le point d'égale énergie et la couleur à définir.

La figure 2.13 illustre la décomposition d'une image dans les trois canaux RGB et HSI.




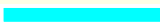


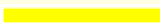
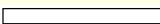


FIG. 2.13 – Décomposition d'une image en couleurs.

**L'espace de couleurs soustractifs CMY.** La détermination des composantes **RGB** d'une onde s'opère par addition sur fond noir. L'arrière-plan est donc supposé absorbant pour toutes les couleurs. Un tel système n'est pas adéquat pour traiter l'impression sur feuille blanche car cette dernière réfléchit l'ensemble des couleurs. Pour l'impression, on a donc défini d'autres systèmes de couleurs, complémentaires au système **RGB**. Il s'agit par exemple du système Cyan, Magenta et Yellow (**CMY**), complémentaire du système **RGB** et dont la somme produit le noir<sup>2</sup>. La figure 2.14 montre une image trouvée dans un catalogue et présentant un défaut d'alignement des couleurs.

**D'autres systèmes de couleurs.** À côté du système **RGB**, couramment utilisé en infographie, il existe d'autres systèmes de couleurs tels les systèmes **YIQ**, **YUV** ou **YCbCr**. Ces systèmes de couleurs peuvent être calculés par transformation matricielle des composantes RGB auxquelles on a préalablement appliqué une correction **gamma**<sup>3</sup>.

**Les systèmes de couleurs en pratique.** Les standards de télévision analogiques (**PAL**, **NISC**) définissent chacun les positions de couleurs RGB dans le diagramme chromatique. À cet égard, il est intéressant de remarquer que, contrairement aux apparences, ces positions ne se situent pas sur le pourtour. Autrement dit, les couleurs de base ne sont pas monochromatiques ! Comme les positions de ces systèmes ne coïncident pas, la totalité des couleurs d'un système n'est pas représentable dans un autre système. D'autre part, un téléviseur n'est pas réellement calibré à la fabrication et son usage produit une usure. Cela nous amène à considérer avec beaucoup de prudence la signification physique réelle d'une couleur affichée par un téléviseur. On peut exprimer des réserves similaires pour le cas des moniteurs utilisés dans le monde informatique. Pour désigner une couleur en infographie, on utilise généralement une quantification sur 8 bits par composante de couleurs. Les couleurs sont alors représentées par un triplet de valeurs exprimées en hexadécimal, en décimal (cf. table 2.1) ou en binaire.

| Hexadécimal |    |    |   | R G B |     |     |
|-------------|----|----|---|-------|-----|-----|
| 00          | 00 | 00 |  | 0     | 0   | 0   |
| 00          | 00 | FF |  | 0     | 0   | 255 |
| 00          | FF | 00 |  | 0     | 255 | 0   |
| 00          | FF | FF |  | 0     | 255 | 255 |
| FF          | 00 | 00 |  | 255   | 0   | 0   |
| FF          | 00 | FF |  | 255   | 0   | 255 |
| FF          | FF | 00 |  | 255   | 255 | 0   |
| FF          | FF | FF |  | 255   | 255 | 255 |

TAB. 2.1 – Table de correspondance de couleurs définies sur 8 bits.

<sup>2</sup>Pour l'impression et comme la majorité des documents contiennent des traits noirs, on préfère parfois ajouter d'emblée le noir aux composantes CMY, ce qui aboutit au système quadrichromatique **CMYK**.

<sup>3</sup>La correction gamma consiste à appliquer une fonction inverse de celle qui traduit, à l'intérieur du téléviseur, le signal électrique en une intensité des canons à électrons destinés à éclairer l'écran.



FIG. 2.14 – Défaut d'alignement des couleurs d'impression permettant de voir les 3 composantes de couleur CMY et la composante noire K.



Si les espaces de couleur suffisent à définir une image, il faut plus pour reproduire une image sur un écran. Un premier facteur important est le rapport d'aspect ; il s'agit du rapport entre la taille horizontale et verticale. Ce rapport vaut 4/3 pour des téléviseurs classiques mais il est de 16/9 pour le format de télévision à haute définition (**HDTV**).

## Signal vidéo

Jusqu'à présent, nous avons supposé que l'image ne changeait pas dans le temps. Or les signaux de télévision changent en fonction du temps, d'où le besoin d'une composante temporelle dans la description d'une image. Il convient donc d'ajouter une autre définition : le temps. On parle alors de signal vidéo plutôt que de signal image.

Le procédé mis en œuvre pour reproduire un signal vidéo sur un écran de télévision consiste à afficher une nouvelle image à une fréquence élevée, à la manière d'un film. Cette fréquence est supérieure à 25 [Hz], fréquence en dessous de laquelle on percevrait une discontinuité. Aujourd'hui, la technologie permet d'atteindre une telle vitesse de rafraîchissement d'écran. On parle de format de télévision **progressif**. Il n'en était pas ainsi au début de la télévision analogique. Pour parvenir à éviter un effet de scintillement alors qu'on ne parvenait pas à atteindre des vitesses de rafraîchissement, on a inventé l'**entrelacement** et le format entrelacé. Dans sa version européenne, le format consiste à constituer deux demi-images en prenant soit toutes les lignes paires, soit toutes les lignes impaires d'une image, comme indiqué à la figure 2.15.

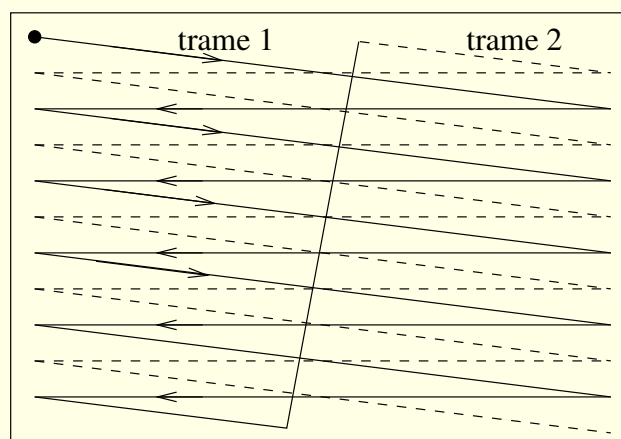


FIG. 2.15 – Description du format entrelacé.

Au lieu de 25 images par secondes, on obtient ainsi 50 demi-images, soit une vitesse supérieure au seuil de sensibilité.

Trois standards de vidéo pour télévision analogique sont utilisés à travers le monde :

| Format       | Description                               | Pays                |
|--------------|---|---------------------|
| <b>NISC</b>  | National Television Systems Committee     | États-Unis.         |
| <b>PAL</b>   | Phase Alternation Line                    | Europe sauf France. |
| <b>SECAM</b> | Système Électronique Couleur Avec Mémoire | France et Russie.   |

L'univers de l'image fait intervenir plusieurs facteurs : la mémoire, les exigences de vitesse, la dépendance par rapport au matériel, l'organisation des données, la compression et la représentation des données. Il suffit de consulter la figure 2.16 qui énumère des applications typiques pour s'en convaincre.

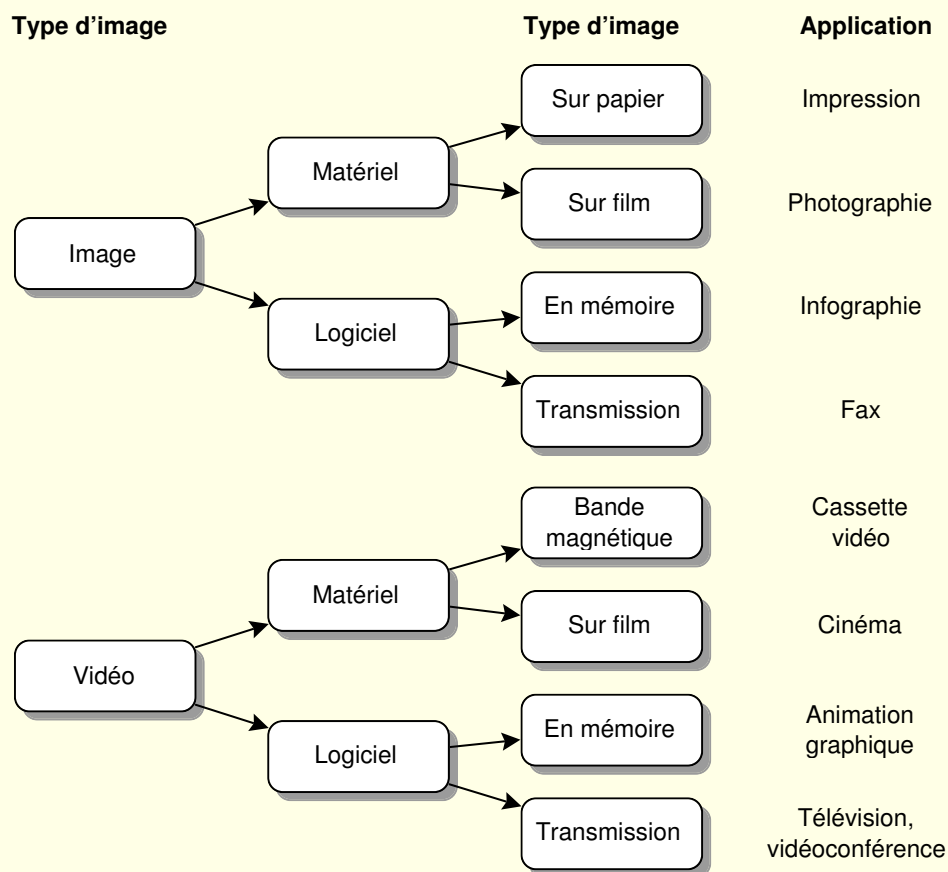


FIG. 2.16 – Aspects matériel et logiciel des images.

Le signal vidéo est nettement plus complexe qu'un son. Il comporte des informations visuelles, exprimées pour une image généralement sous la forme de trois couleurs fondamentales pour tout point de l'espace, et une information temporelle née du mouvement des objets. De plus, le signal de télévision est un mélange du signal vidéo et de la partie audio ; il s'agit d'un signal composite. Le signal composite occupe une bande de fréquences d'approximativement  $5 [MHz]$ . En pratique, on considère une bande de  $8 [MHz]$  par signal vidéo en Europe. La figure 2.17 donne l'occupation fréquentielle d'un signal vidéo PAL.

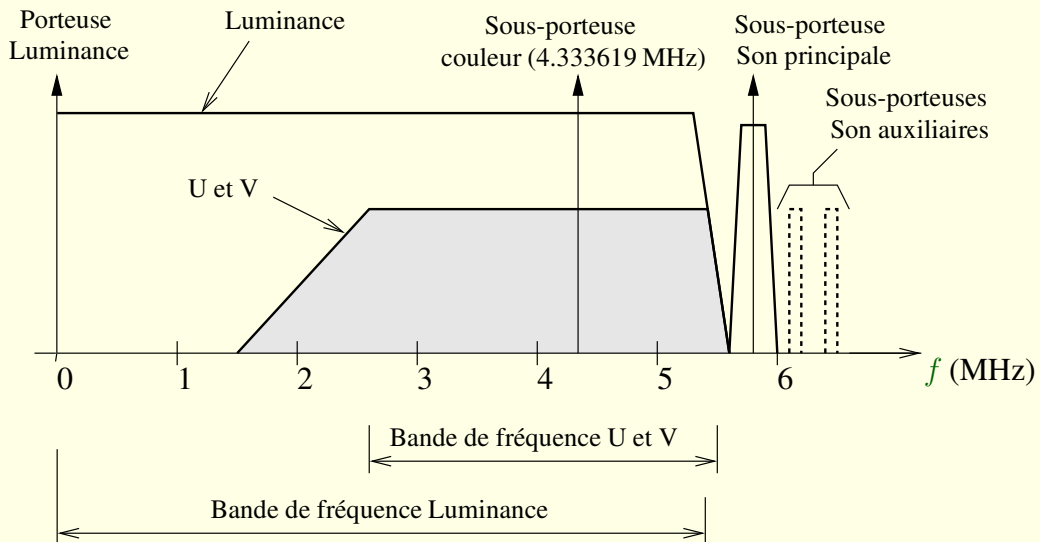


FIG. 2.17 – Spectre d'un signal vidéo PAL.

## 2.3 La numérisation

Un ordinateur n'est pas, par nature, apte à manier des sons ou des images. En effet, ceux-ci sont constitués par des variations de pression ou par de l'énergie lumineuse respectivement alors que l'ordinateur ne sait traiter l'information que sous la forme de 0 et de 1, c'est-à-dire discrète et non pas analogique. D'où le besoin de convertir les signaux.

**Définition 7 [Numérisation]** *La numérisation est le nom du procédé qui réalise la conversion de l'analogique vers le numérique.*

### 2.3.1 Signaux analogiques ou numériques

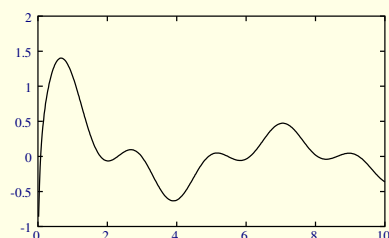
Un signal  $x(t)$  analogique est une fonction continue pour tout temps  $t$ . Un signal numérique est un signal temporel discontinu ; on le notera  $x[n]$  où  $n$  est l'indice d'un élément pris dans l'ensemble d'instant  $\{t_0, t_1, \dots\}$ . On parle encore de signaux à temps discret.

La nature de l'information, analogique ou numérique, est intrinsèquement distincte de sa représentation dans un canal de transmission. Ainsi, un signal numérique peut très bien être représenté par une onde continue en vue de la transmission. La figure 2.18 aide à clarifier la distinction entre signal d'information et représentation.

### 2.3.2 Le pourquoi

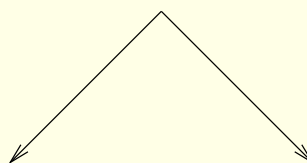
La numérisation des signaux s'explique pour plusieurs raisons. De fait, un ordinateur travaille exclusivement avec des données numériques. En outre, on traitera plus facilement des signaux numériques. Grâce aux processeurs de traitement de signal modernes, traiter un signal numérique

Signal d'information analogique

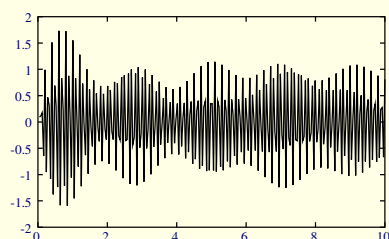


Signal d'information numérique

1 0 1 0 1 1



Représentation analogique



Représentation analogique

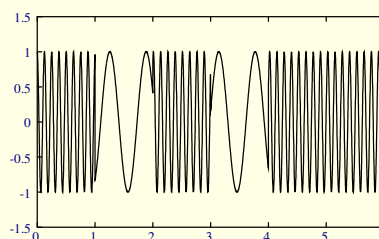
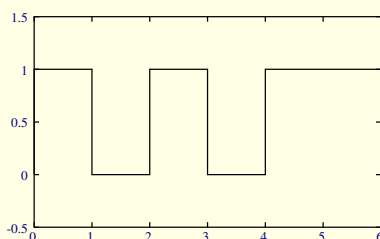


FIG. 2.18 – Représentation d'un signal analogique ou numérique.

est aussi plus facile. Enfin, pour le stockage et la reproduction, les signaux numériques offrent une meilleure résistance au **bruit**, ce qui se traduit pas une augmentation du rapport signal à bruit. Ainsi, il est plus facile de régénérer un signal numérique d'un signal analogique comme l'illustre la figure 2.19.

Prenons le cas du son. Le signal est le son que l'on veut produire en sortie. Le bruit est un son parasite qui peut être produit par les vibrations des composants électroniques ou les bruits de quantification (cf. section 2.3.5). La qualité sonore est proportionnelle au rapport signal (en volts) à bruit (en volts également), exprimé en **décibel** (dB). Un rapport supérieur à 70 dB indique une bonne qualité sonore, égal à 50 [dB] une qualité moyenne, et à 30 [dB] ou moins, un son de mauvaise qualité.

### 2.3.3 Processus de numérisation

La figure 2.20 reprend toutes les étapes du passage d'un signal analogique à un signal numérique et celles de la conversion inverse. La figure 2.21 reprend ces même traitements avec une autre présentation. Nous allons à présent décrire ces étapes.

### 2.3.4 Échantillonnage

L'échantillonnage peut se comparer à l'effet d'un stroboscope ou d'une technique cinématographique. Dans un film, l'illusion du mouvement est produite par la projection rapide de



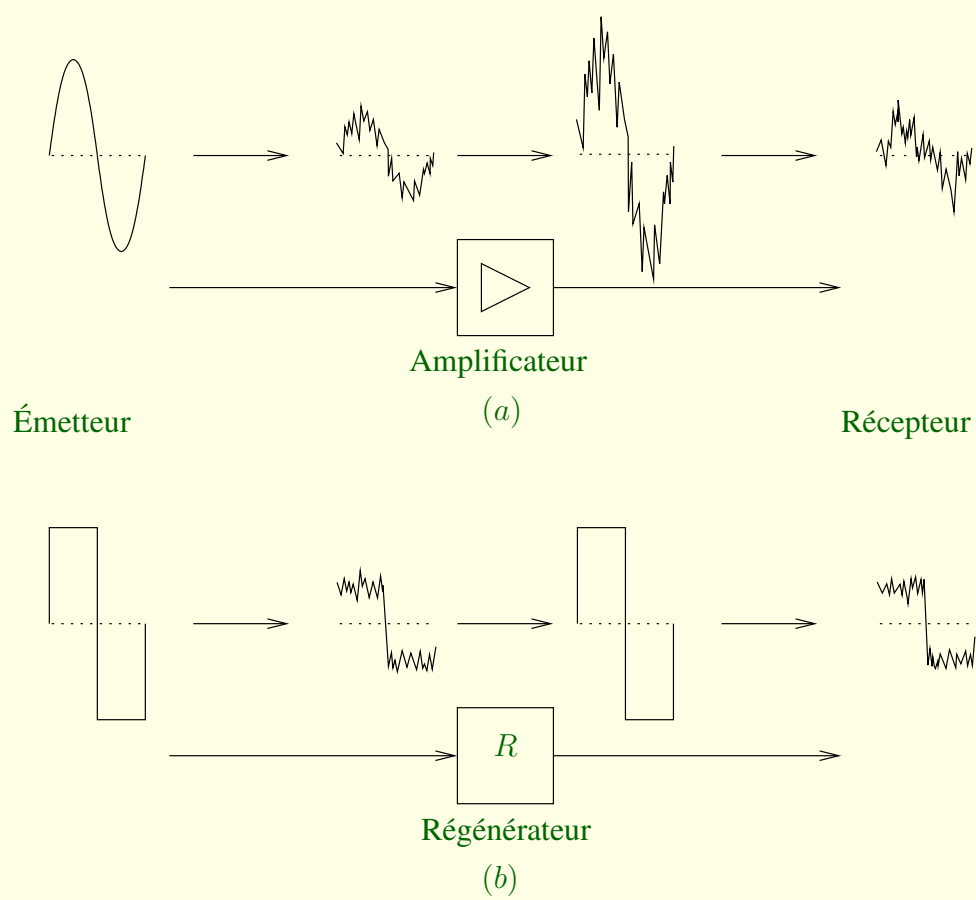


FIG. 2.19 – Amplification d'un signal analogique et régénération d'un signal numérique.

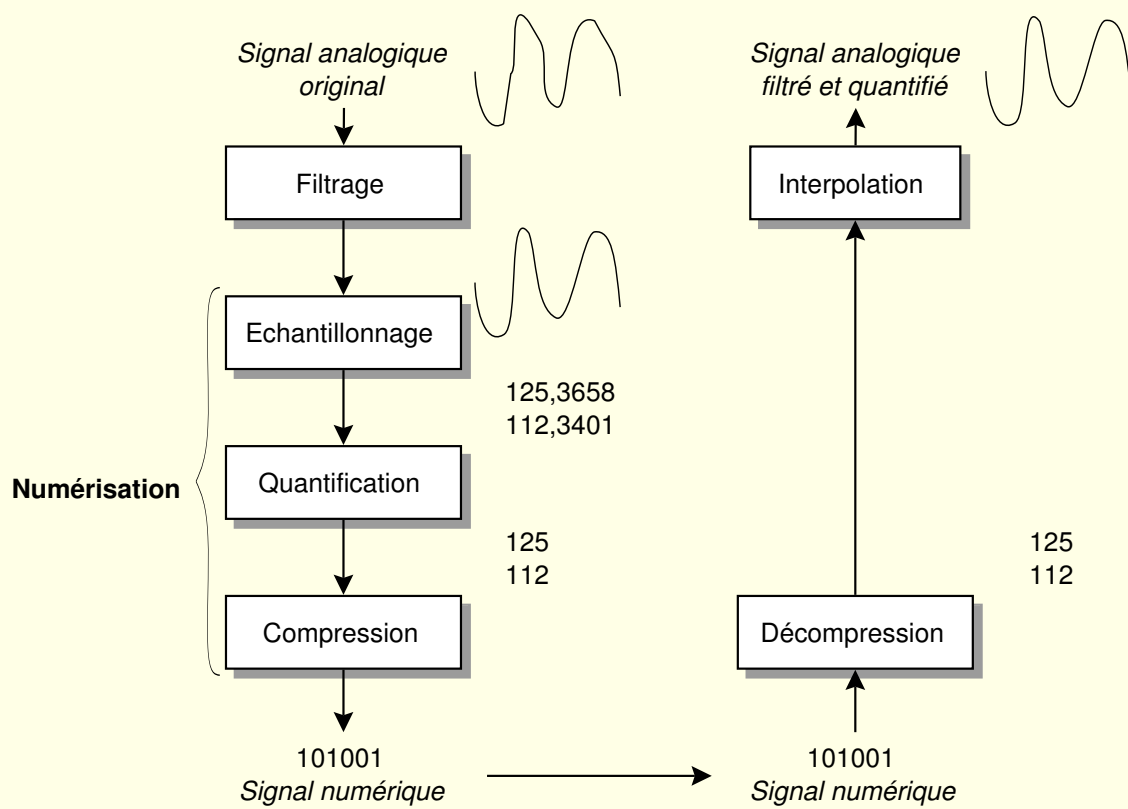


FIG. 2.20 – Passage de l'analogique au numérique et conversion inverse.

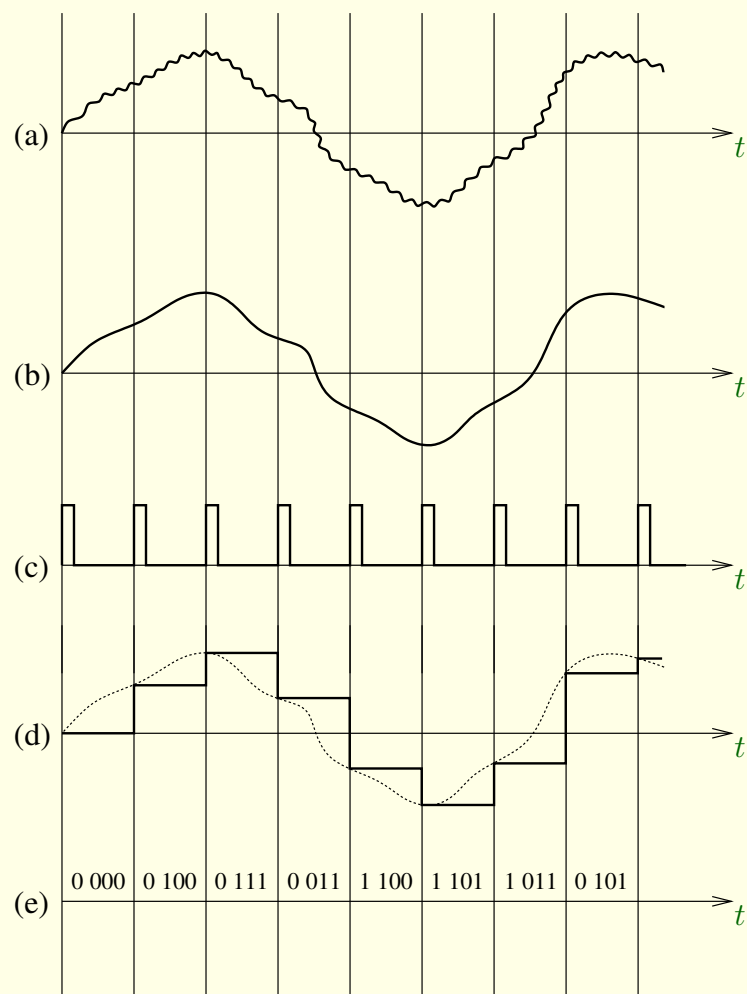


FIG. 2.21 – Étapes intervenant lors de la numérisation d'un signal.

photographies fixes défilant rapidement. On joue sur le fait que l'œil intègre ce qu'il perçoit si la vitesse de défilement est suffisamment rapide.

L'échantillonnage consiste aussi à enregistrer un nombre de représentations instantanées du son, puis à les faire redéfiler à un taux variant entre 5.000 et 100.000 échantillons par seconde, pour recréer le son. Comme pour le film, la fidélité de reproduction dépend du taux d'échantillonnage.

Un signal numérique s'obtient en découpant le signal d'onde analogique en petits éléments qui sont ensuite stockés sous forme d'échantillons numériques, d'où le nom d'échantillonnage donné à ce processus. Dans le cas d'une image, les échantillons sont appelés pels ou pixels (**pixel** pour "picture element"); il s'agit de points auxquels on associe une valeur dans une représentation de couleurs.

Le nombre d'échantillons pris par seconde définit le taux ou fréquence d'échantillonnage.

**Définition 8 [Fréquence d'échantillonnage]** Nombre de mesures effectuées dans un temps donné pendant la conversion d'un signal analogique en données numériques.

Une fréquence d'échantillonnage de 22 [kHz] signifie que 22.000 mesures sont effectuées par seconde.

D'après SHANNON, la fréquence d'échantillonnage doit être égale au double de la fréquence la plus élevée contenue dans le signal. Voici le théorème de l'échantillonnage :

**Théorème 9 [SHANNON]** Une fonction  $g(t)$  à énergie finie et à spectre limité, c'est-à-dire dont la transformée de FOURIER  $\mathcal{G}(f)$  est nulle pour  $|f| > W$ , est entièrement déterminée par ses échantillons  $g[nT_s]$ ,  $n \in \{-\infty, +\infty\}$  pour autant que la fréquence d'échantillonnage  $f_s$  soit strictement supérieure au double de la borne supérieure du spectre

$$f_s > 2W \quad (2.9)$$

Soit, sous une forme simplifiée,

**Théorème 10 [SHANNON]** Pour pouvoir reconstituer un son correctement, le nombre d'échantillons pendant une seconde doit être le double de la largeur de bande de l'onde.

Autrement dit, pour un son dont la largeur de bande passante est de l'ordre <sup>4</sup> de 4000 [Hz] (téléphonie), il faut au moins 8000 échantillons par seconde. Pour le la du diapason, son pur de 440 [Hz], il en faut plus de 880 par seconde. Enfin, pour un disque compact (CD-audio), sachant qu'un son audible atteint 20 [kHz], les signaux sont échantillonnés avec une marge de 10% à 44,1 [kHz].

## Filtrage et repli de spectre

Nous n'avons pas encore évoqué jusqu'ici un facteur aussi important que troublant, producteur de distorsions très désagréables s'il n'est pas maîtrisé correctement : le repli de spectre ou **aliasing** .

---

<sup>4</sup>Stricto sensu, le signal va jusqu'à 3400 [Hz]. Mais pour faciliter l'implémentation de l'échantillonnage, on considère une bande allant jusqu'à 4000 [Hz].

Lorsqu'on tente de synthétiser des fréquences plus hautes que la moitié du taux d'échantillonnage original, ces fréquences ne sont pas effacées comme elles le sont par un appareil audio réel. Au contraire, elles réapparaissent en des endroits aléatoires sous forme de fréquences entièrement différentes donnant naissance au phénomène de repli de spectre. Le phénomène de repli de spectre est illustré par la figure 2.22 : les échantillons obtenus à la fréquence d'échantillonnage légèrement inférieure à  $6\text{ [Hz]}$  ne permettent plus de représenter les fluctuations rapides de la fonction à  $6\text{ [Hz]}$ , d'où erreur dans l'interprétation du signal.

La règle à respecter est que la plus haute fréquence prise en compte doit être inférieure à la moitié du taux d'échantillonnage. Il faut donc filtrer, c'est-à-dire supprimer toute une série de fréquences, avant d'échantillonner.

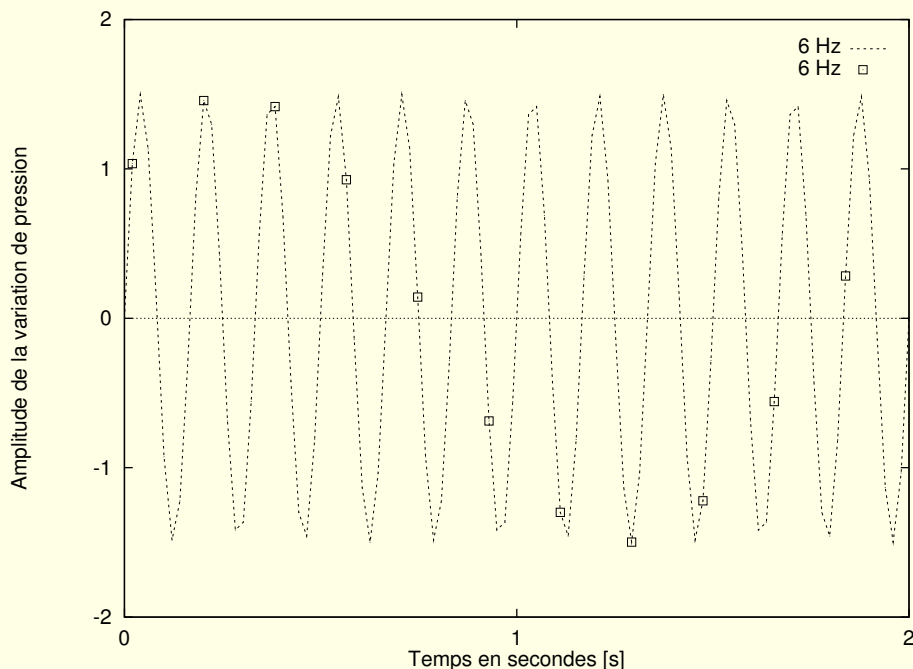
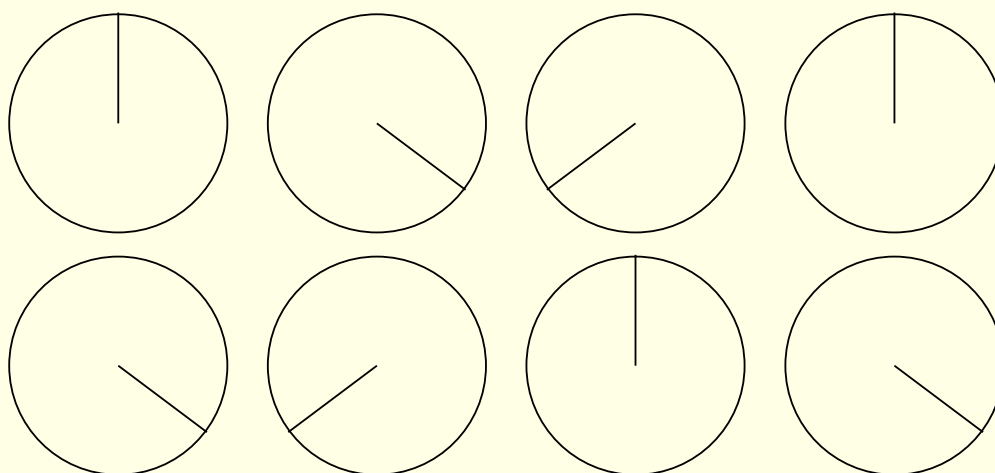


FIG. 2.22 – Repli de spectre ou aliasing.

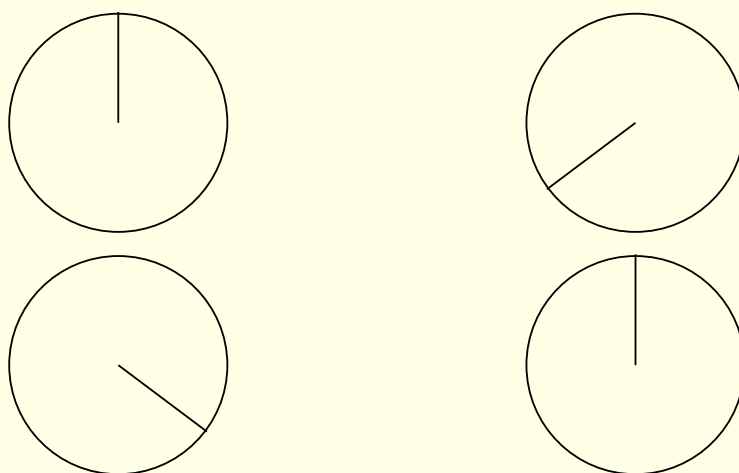
Un phénomène similaire se produit au cinéma avec un roue qui tourne trop vite par rapport au nombre d'images échantillonnées (cf. figure 2.23) ; la roue se met à tourner dans le sens inverse.

En toute rigueur, il faudrait prévenir l'apparition de fréquences artificielles –par exemple, toutes celles qui montrent la roue tournant à l'envers– par un filtrage préalable à l'échantillonnage. Il en résultera alors l'image d'une roue immobile.

L'échantillonnage fournit une série valeurs réelles. Mais comme la résolution de chaque échantillon ne peut être continue pour des raisons de place de stockage et d'efficacité, on recourt à la quantification.



Fréquence d'échantillonnage correcte



Repli de spectre dû à une vitesse de rotation trop élevée

FIG. 2.23 – Repli de spectre ; exemple de la roue qui tourne à l'envers au cinéma.

### 2.3.5 Quantification

La reproduction électronique des signaux utilise les éléments de comptage informatiques les plus simples, les bits, pour représenter les nombres issus de l'échantillonnage.

**Définition 11** Le *bit* est l'information élémentaire en informatique. Il ne peut prendre que deux valeurs, 0 ou 1. En électronique, il est facilement représenté par des tensions différentes. Un *octet*, ou *byte* en anglais, est un ensemble de 8 bits.

La représentation précise de l'amplitude d'un signal analogique nécessite un nombre infini de bits puisque cette amplitude est par définition de nature continue. En pratique, il faudra approximer l'amplitude par un ensemble de valeurs discrètes. On parle alors de **quantification**. Par exemple, la courbe originale de la figure 2.24 est approximée par une fonction en escalier dont chaque marche s'est vue attribuer une valeur multiple de 0,5 comprise entre -3 et 3. En prenant un pas entier pour incrément le long de l'axe des abscisses, l'approximation est la suite de valeurs discrètes suivantes : 0.5, 0, 1, 0.5, -1.5, ...

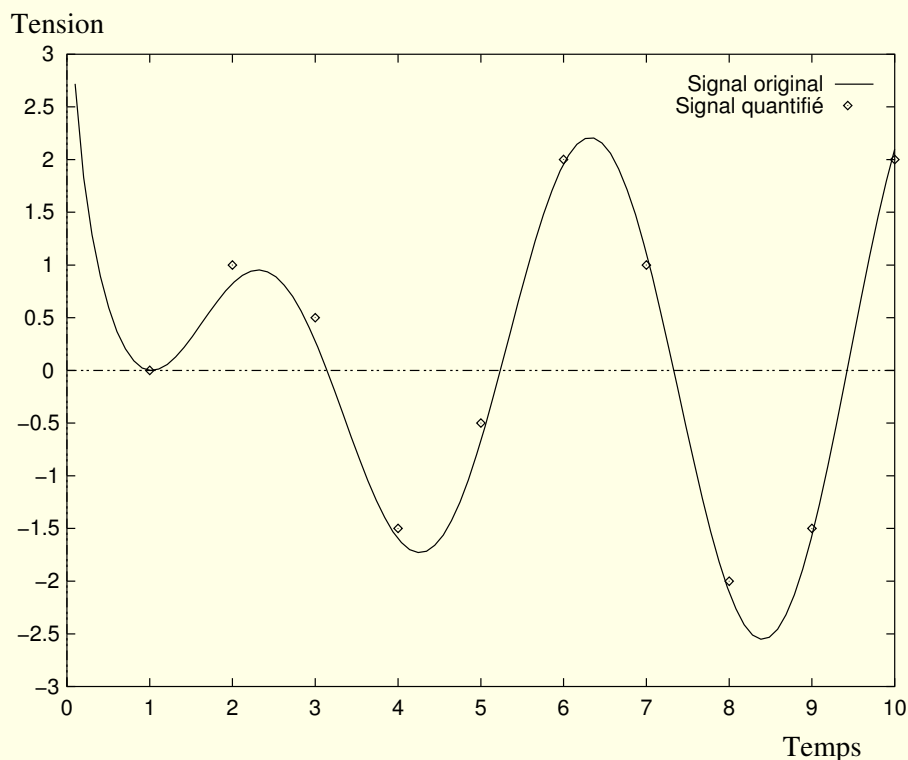


FIG. 2.24 – Quantification.

Un exemple complet d'échantillonnage est illustré à la figure 2.25. Les échantillons sont quantifiés avant d'être convertis en une suite de valeurs binaires 0 ou 1. Cette dernière porte le

nom de codage **PCM** (Pulse Code Modulation <sup>5</sup>).

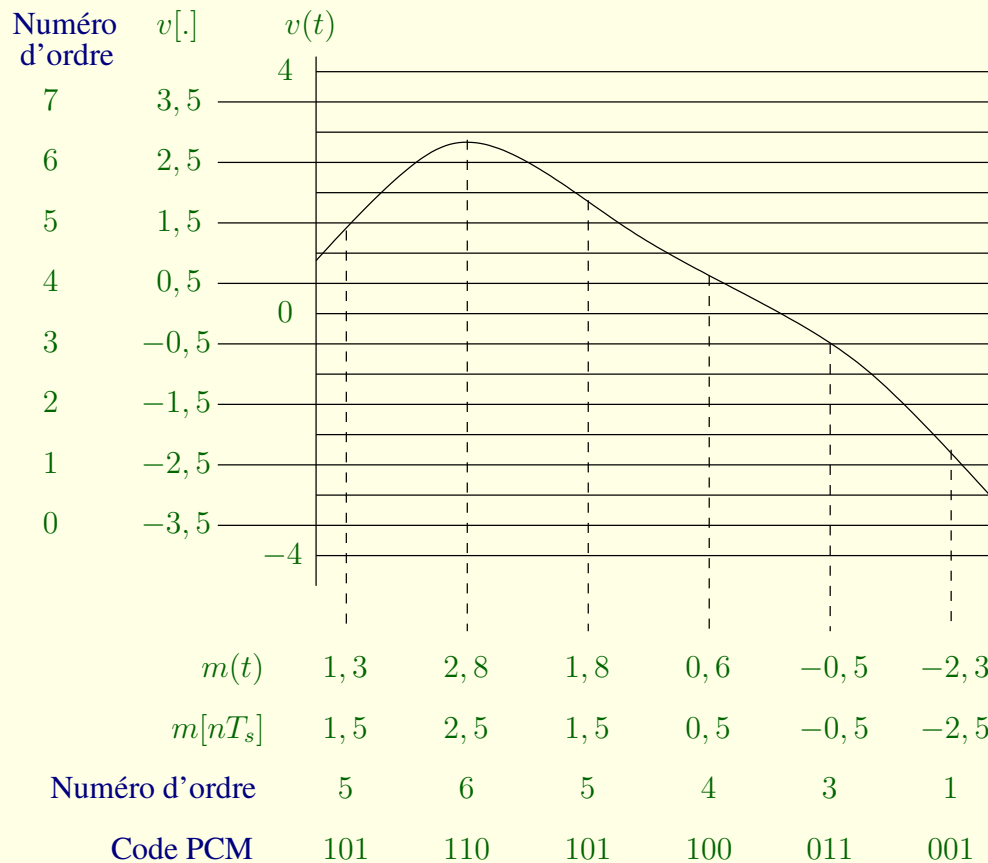


FIG. 2.25 – Échantillons instantanés, quantifiés et codes PCM.

Dans le même ordre d'idée, on peut coder non pas les valeurs telles quelles mais la différence d'une valeur par rapport à la précédente. Cette technique porte le nom de **DFM** (Differential Pulse Code Modulation) ; elle est illustrée par la dernière ligne de la figure 2.26.

Lorsque l'analyse est faite par un système fonctionnant sur 8 bits, la valeur maximale représentable est 256 ( $2^8 = 256$ ) et toutes les valeurs devront être comprises entre 1 et 256 –cet intervalle est éventuellement décalé vers  $[0, 255]$ . Un échantillonnage du son en 12 bits autorisera 4096 valeurs, en 16 bits 65.536 valeurs. Le tableau 2.2 détaille ces calculs. Dès lors, chaque fois que l'on ajoute un bit de quantification, la fidélité progresse ainsi d'une puissance de 2 puisque, les amplitudes restant fixes, l'erreur sur l'approximation diminue. La théorie précise que chaque bit additionnel améliore le rapport signal à bruit d'environ 6 décibels.

En pratique, un signal numérique est donc décrit par la fréquence d'échantillonnage et par le pas de quantification. Voici deux exemples :

- Son de qualité parole : quantification à 8 bits, 8000 [Hz].

<sup>5</sup>Le terme **modulation** est malheureux. Il s'agit en fait d'un **codage** et non d'une modulation, qui elle consiste à altérer une sinusoïde de référence au moyen d'un signal modulant.



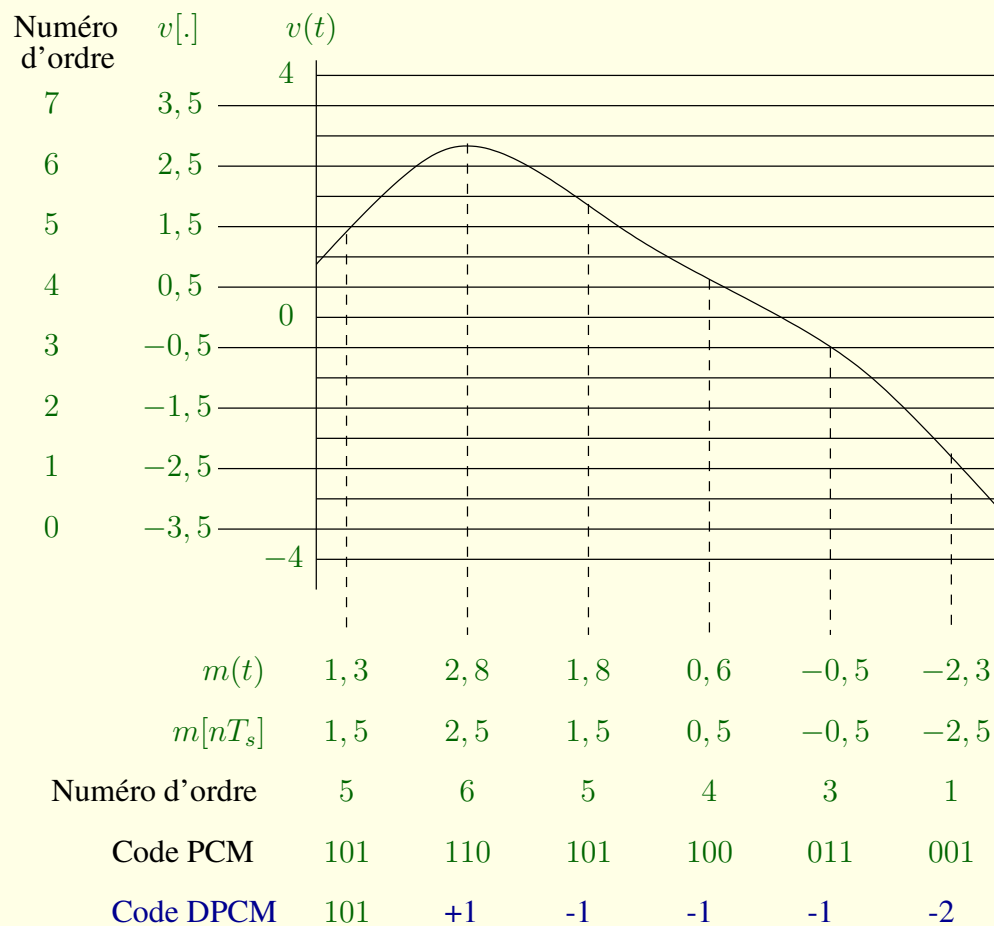


FIG. 2.26 – Échantillons instantanés, quantifiés, codes PCM et valeurs DPCM.

| Nombre de bits | Nombre de niveaux | Valeurs possibles       |
|----------------|-------------------|-------------------------|
| 1              | $2^1 = 2$         | $\{0, 1\}$              |
| 2              | $2^2 = 4$         | $\{0, 1, 2, 3\}$        |
| 3              | $2^3 = 8$         | $\{0, 1, \dots, 7\}$    |
| 8              | $2^8 = 256$       | $\{0, 1, \dots, 255\}$  |
| 12             | $2^{12} = 1024$   | $\{0, 1, \dots, 1023\}$ |

TAB. 2.2 – Correspondance entre le nombre de bits et le nombre de valeurs possibles.

- Son de qualité CD : quantification à 16 bits, 44.100 [Hz].

**Définition 12 [Débit]** En multipliant le nombre de bits nécessaires à coder l'amplitude par la fréquence d'échantillonnage, on obtient le **débit** associé à un signal. Il s'exprime en bits par seconde [b/s].

Aux deux sons mentionnés ci-avant correspondent dès lors respectivement des débits de 64 et 706 kilobits par seconde ([kb/s]).

### 2.3.6 Passage de l'analogique au numérique et conversion inverse

La numérisation part du signal analogique pour en produire une série de bits ; le processus inverse est appelé interpolation. Il est indispensable pour rejouer des signaux sur des systèmes analogiques. Pour produire n'importe quelle fréquence, le balayage de l'écran d'un téléviseur par exemple, doit accepter des valeurs non entières. La technique utilisée est l'interpolation entre des valeurs. L'interpolation consiste à déduire une valeur à partir des ses deux voisins. La technique la plus utilisée est l'interpolation linéaire. Des procédés plus complexes utilisent des interpolations quadratiques ou polynomiales. L'interpolation la plus évoluée utilise la fonction sinus hyperbolique  $\sin(x)/x$ . En fait, hormis la fonction de sinus hyperbolique, toutes les techniques d'interpolation introduisent un bruit dans le son synthétisé car elles ne font qu'approximer les valeurs d'un échantillon véritable. Ce bruit s'ajoute au bruit du à la quantification.

### 2.3.7 Résumé

Le tableau 2.3 résume les principales notions utilisées pour la description des signaux analogiques et numériques. La section suivant aborde la question de la **compression** .

| Analogique       | Numérique                     |
|------------------|-------------------------------|
| ● Fréquence      | ● Bit, byte (octet)           |
| ● (Résolution)   | ● Fréquence d'échantillonnage |
|                  | ● Quantification              |
| ● Bande passante | ● Débit                       |
|                  | ● Taux de compression         |

TAB. 2.3 – Principales grandeurs utilisées pour la description des signaux analogiques et numériques.

### 2.3.8 Faut-il préférer le numérique à l'analogique ?

Pour comparer les signaux analogiques et les signaux numériques, on distingue :

- la fidélité. Elle traduit la conformité au signal original.
- la qualité. Un signal de haute qualité est exempt de bruit.

Un signal numérique pourra tout au plus valoir, en terme de fidélité, un signal analogique. Bien évidemment, on fait en sorte qu'il n'y a aucune différence perceptible entre un signal analogique et ce signal analogique préalablement numérisé et interpolé. En ce qui concerne la qualité, un signal numérique peut s'avérer nettement supérieur à son équivalent analogique. Cela s'explique par les traitements que l'on peut effectuer sur un signal numérique.

## 2.4 Autres types de signaux

Nous avons analysé les principaux types de signaux multimédia : son, image et vidéo. Ils représentent le gros du contenu d'une application mais ils n'en constituent pas le cadre. Le cadre comprend encore les signaux échangés pendant le déroulement de l'animation, le texte, les signaux de synchronisation, etc.

### 2.4.1 Quelques normes concernant le texte

Afin de permettre un échange de texte à travers des environnements hétérogènes, dans une application de messagerie électronique par exemple, le jeu de caractères utilisé suit le code **ASCII**. Ce code associe un nombre à chacun des 128 caractères considérés, de sorte à pouvoir retrouver la lettre indépendamment du système d'exploitation. **Unicode** est une extension de ce code contenant tous les accents et caractères répertoriés dans le monde.

La figure 2.27 montre un jeu de 256 caractères correspond à la norme ISO8859 (version latin 1).

|    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |
|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|
| A0 | A1 | A2 | A3 | A4 | A5 | A6 | A7 | A8 | A9 | AA | AB | AC | AD | AE | AF |
|    | í  | ¢  | £  | ¤  | ¥  | ¦  | §  | ¨  | ©  | ª  | «  | ¬  | ­  | ®  | ¯  |
| B0 | °  | ±  | ²  | ³  | ´  | µ  | ¶  | ·  | ¸  | ¹  | º  | »  | ¼  | ½  | ¾  |
| C0 | À  | Á  | Â  | Ã  | Ä  | Å  | Æ  | Ç  | È  | É  | Ê  | Ë  | Ì  | Í  | Î  |
| D0 | Ð  | Ñ  | Ò  | Ó  | Ô  | Õ  | Ö  | ×  | Ø  | Ù  | Ú  | Û  | Ü  | Ý  | Þ  |
| E0 | à  | á  | â  | ã  | ä  | å  | æ  | ç  | è  | é  | ê  | ë  | ì  | í  | î  |
| F0 | ï  | ñ  | ò  | ó  | ô  | õ  | ö  | ÷  | ø  | ù  | ú  | û  | ü  | ý  | ÿ  |

FIG. 2.27 – Jeu de caractères tel que défini par la norme ISO8859-1.

## 2.4.2 Formats des documents électroniques

Comme le montre la figure 2.28, un document multimédia interactif se compose de quatre parties :

1. le contenu
2. la structure (organisation des paragraphes, place des éléments constitutifs, )
3. les éléments de présentation ; il s'agit de définir, par exemple, les polices de caractère, le format de la page
4. les éléments comportementaux. Ces derniers se sont présents que s'il s'agit d'un document interactif.

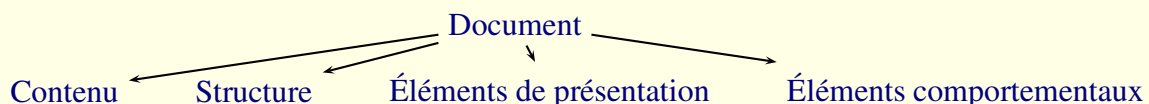


FIG. 2.28 – Composantes d'un document multimédia interactif.

Décrire un document multimédia sous la forme de 4 éléments constitutifs met en lumière la complexité intrinsèque de ce type de document. La technicité de la production de ces 4 éléments requiert plusieurs types de maîtrise. Par ailleurs, les solutions technologiques diffèrent également. Ainsi, les éléments comportementaux sont généralement mis en œuvre par le biais d'un langage de programmation, comme le `javascript` ou le `Java`.

### Langages de balisage

À un autre niveau, on retrouve les normes qui définissent la mise en page des documents. Parmi celles-ci citons l'`HML` (HyperText Markup Language) qui fixe la présentation (sommaire) des pages envoyées sur Internet et le standard `SGML` de l'ISO dont est dérivé le langage HTML. Pour améliorer le contrôle de la présentation (fontes, couleurs, emplacement, ...), il est possible de joindre des feuilles de style aux pages HTML. Ces feuilles de style sont appelées Cascading Style Sheets (`CSS`).

La norme ISO 10744 définit le langage Hytime. Ce langage étend les fonctions applicables aux documents SGML et il fournit des notions de synchronisation spatiale et temporelle.

Le langage `XML` a été développé après la norme HTML-4.0 pour permettre l'inclusion aisée de documents structurés ; c'est un langage de balisage qui présente l'information et intègre des balises définissant sa structure. Il est souvent utilisé pour la mise en page de documents produits à partir d'une base de données.

On peut également citer le cas du compact HTML (`cHML`) qui constitue un sous-ensemble de l'HTML ; il a été développé pour satisfaire aux contraintes des communications Internet mobiles par l'`i-mode`.



```

<html>
<head>
<title>Page d'accueil programmes multimedia</title>
<meta name="GENERATOR" content="Microsoft FrontPage 4.0">
<meta name="Microsoft Theme" content="hm_000, default"><meta name="Microsoft Border" content="none"></head>
<body bgcolor="#FFFFFF" text="#000000" link="#0000FF" vlink="#993300" alink="#FF0000">
<!--msthere--><font face="arial, arial, helvetica">
<p>&nbsp;</p>
<h1 align="center"></h1>
<!--msthere--><font><table border="0" width="100%">
<td width="50%" align="center" valign="top"><!--msthere-->
<font face="arial, arial, helvetica">&nbsp;<p>
<a href="http://www.emmaba.net">European
Master in Multimedia and Audiovisual Business Administration (E.M.M.A.B.A.)</a><p>
<p>en journée<!--msthere--></font></td>
...
</html>

```

FIG. 2.29 – La visualisation d’une page écrite en HTML et le code correspondant.

## Création de pages dynamiques : javascript, java, PHP

Pour la production de pages dynamiques, on évoque parfois le **DHTML**, l'HTML dynamique, qui est une combinaison d'un langage de script, comme **javascript**, de feuilles de style (cf. **CSS**) et d'un modèle d'objets, appelés Document Object Model **DOM**, permettant la gestion des éléments d'une page ainsi que leur positionnement.

En fait, on doit distinguer deux manières de créer des pages dynamiques :

1. l'effet dynamique est obtenu par exécution d'un programme sur la machine sur laquelle tourne le logiciel de navigation. C'est le mode de fonctionnement principal du langage **javascript** dont les commandes sont insérées dans des balises HTML d'une page rapatriée.
2. les pages sont créées par le serveur Web qui envoie le résultat de requêtes générées localement. Ainsi, contrairement au langage **javascript**, les instructions du langage **HP** (Hypertext Preprocessor) sont exécutées sur le serveur Web dont provient la page téléchargée ; seul un lien suffisamment explicite est contenu dans la page HTML. C'est l'activation de ce lien qui fournit le contenu dynamique. PHP est utilisé par de nombreux serveurs dont sa version 3 ; on parle de **HP3** (PHP version 3). Il existe également le langage **iHTML** (inline HTML) dont le fonctionnement est similaire à celui du langage PHP.

La plupart des langages de création de pages dynamiques s'écartent des spécifications définies par le Common Gateway Interface (**CGI**). Le CGI offre une syntaxe standardisée, largement adoptée au milieu des années 90, pour envoyer des informations au serveur et requérir l'exécution d'un programme, par exemple :

```
http://monServeur.com/cgi-bin/programme_tres Interessants .
```

### 2.4.3 La synchronisation

La présentation des informations sur écran occulte un problème complexe : celui de la synchronisation. Ce n'est pas tout de décoder des flux d'informations et de les produire à l'écran. Encore faut-il être capable de les synchroniser. Pour y parvenir, on ajoute dans le flux multimédia un signal d'horloge, qui servira de référence temporelle absolue, et des signaux de référence temporelle relative. Les informations de référence relative sont destinées à permettre une meilleure interprétation des divers flux qui composent un signal multimédia.

Du côté de l'encodeur, on prévoit des signaux de synchronisation quand il s'agit de présenter des flux concourants. Par exemple, la norme MPEG-1 inclut ce type de signaux tout au long de l'encodage pour faciliter la tâche du décodeur. Les difficultés du décodeur sont souvent dues à la nécessité de partager les ressources entre différentes activités (accès au disque, gestion de l'écran, décodage du son ou de la vidéo, ...). C'est la raison qui a poussé le groupe **MPEG**, un autre groupe de l'ISO, à définir plusieurs normes pour le codage de signaux multimédia complexes. On espère ainsi maîtriser la complexité dès l'encodage et inclure les signaux simplifiant la tâche de décodage.

#### 2.4.4 Réalité virtuelle

La tâche de la réalité virtuelle consiste à reconstituer un environnement à trois dimensions (3D) au moyen d'images de synthèse ou d'images naturelles. Alors qu'au départ elle servait aux animations tridimensionnelles pour jeux, la réalité virtuelle commence à être employée dans des applications toutes plus spectaculaires les unes que les autres. Si ce développement a semblé enrayé par manque de standardisation, la définition de la norme **VRML** 2.0 (Virtual Reality Markup Language) n'est pas parvenue à redonner du souffle aux applications utilisant des modèles 3D. Une alternative consiste à mélanger des images naturelles et des images de synthèse ; on parle alors de réalité augmentée.

#### Reconnaissance et synthèse vocales

De nombreux produits de reconnaissance vocale sont présents sur le marché. Ces produits se caractérisent par les paramètres suivants :

- dépendance ou indépendance vis-à-vis du locuteur. Il s'agit de savoir si, sans entraînement spécifique, l'organe de reconnaissance fonctionne pour tout locuteur.
- taille du dictionnaire de mots reconnaissables. On considère généralement qu'il est possible d'identifier une centaine de mots bien distincts tout en ayant l'indépendance vis-à-vis du locuteur. Ce dictionnaire croît pour des systèmes à entraînement préalable.

La synthèse vocale est appelée text-to-speech (TTS) en anglais. Les systèmes de synthèse vocale traduisent automatiquement un texte en parole à partir de règles de prononciation ou à partir de mots pré-enregistrés.

## Chapitre 3

# Signaux et systèmes de télécommunications

Dans le contexte actuel, on peut définir les télécommunications comme le moyen de transporter des signaux d'un point à un autre le plus efficacement et le plus économiquement possible. Il va sans dire que la réalisation de cet objectif dépendra de la nature du signal à transporter. En téléphonie, un délai de 50 [ms] ne perturbe pas le cours naturel de la communication mais, au-delà, les correspondants perçoivent le délai. Cette contrainte n'existe pas pour la consultation d'informations par Internet via le protocole HTTP. Enfin pour le signal de télévision, qui combine son et images, le système de transmission doit permettre le transfert d'un flot de deux informations synchronisées ; on parle de signal composite.

Pour des raisons historiques, la majorité des systèmes de télécommunications ont été développés pour un signal spécifique. Cela pose les problèmes qu'on devine lorsqu'il s'agit de transmettre un signal d'un autre type. Ainsi, le réseau Internet, développé initialement pour la transmission de données, s'accommode mal de la transmission de la parole. Il est dès lors important de comprendre en quoi consistent les sources d'information et les contraintes qui leur sont propres.

À la difficulté de traiter des signaux de nature fort variée s'ajoute la question de la modélisation des composantes d'une chaîne de transmission. En effet, construire un système optimal exigerait la connaissance exacte des signaux à transmettre. Or, le contenu en information étant imprévisible, on ne pourra jamais qu'émettre des hypothèses sur la nature de la source d'information et s'en servir pour la constitution d'un modèle.

Ce chapitre vise à décrire les principaux modèles de signaux et de systèmes utilisés en pratique ; il n'a pas la prétention d'être exhaustif en la matière.

### 3.1 Signaux

#### 3.1.1 Représentation des signaux

Pour l'étude de systèmes de communication, on peut distinguer plusieurs classes de signaux. Ces classes établissent les distinctions suivantes entre signaux, détaillées plus loin :

- analogiques ou numériques,



- périodiques ou apériodiques,
- déterministes ou stochastiques,
- d'énergie ou de puissance.

### Signaux analogiques ou numériques

Un signal  $x(t)$  analogique est une fonction continue pour tout temps  $t$ . Un signal numérique est un signal temporel discontinu ; on le notera  $x[n]$  où  $n$  est l'indice d'un élément pris dans l'ensemble d'instant  $\{t_0, t_1, \dots\}$ . On parle encore de signaux à temps discret.

### Signaux périodiques ou apériodiques

Un signal  $x(t)$  est périodique s'il satisfait la relation suivante

$$x(t) = x(t + T_0) \quad \forall t \quad (3.1)$$

où  $t$  est la variable de temps et  $T_0$  une constante. La plus petite valeur  $T_0$  pour laquelle cette relation est vérifiée est appelée période fondamentale de  $x(t)$ . Un intervalle de temps d'une durée  $T_0$  couvre donc un cycle complet du signal  $x(t)$ . S'il n'existe pas de constante pour laquelle la relation 3.1 est respectée, on dit que le signal  $x(t)$  est apériodique ou non-périodique.

### Signaux déterministes ou stochastiques

Un signal déterministe a une évolution connue et prévisible, contrairement aux signaux aléatoires ou stochastiques. Si un signal source est en grande partie déterministe à l'émetteur, le bruit qui l'affecte durant la transmission est inconnu. Le tableau 3.1 reprend les caractéristiques des signaux à l'émetteur et au récepteur.

|                        | Émetteur     | Récepteur |
|------------------------|--------------|-----------|
| Signal utile           | déterministe | aléatoire |
| Bruit et interférences | aléatoire    | aléatoire |

TAB. 3.1 – Nature des signaux dans une chaîne de télécommunications.

Au vu de la nature des signaux, l'analyse des systèmes de télécommunications nécessitera le recours à des outils stochastiques au moment d'établir les performances. Il en va de même pour l'utilisation de signaux numériques pour lesquels les performances s'exprimeront par des probabilités d'erreur durant la transmission.

### Signaux d'énergie ou de puissance

Tout au long de la chaîne de télécommunications, on traite des signaux électriques caractérisés par une tension ou un courant. Soit une tension  $v(t)$  qui, à travers une résistance  $R$ , produit

un courant  $i(t)$ . La puissance instantanée dissipée dans cette résistance est définie par

$$p(t) = \frac{|v(t)|^2}{R} \quad (3.2)$$

ou encore

$$p(t) = R|i(t)|^2 \quad (3.3)$$

Quelle qu'en soit l'expression, la puissance instantanée est une fonction quadratique du signal caractéristique. À travers une charge unitaire de 1 *Ohm*, noté  $[\Omega]$ , les expressions sont même égales si bien qu'en définitive, il est de coutume de normaliser l'expression pour une résistance de 1  $[\Omega]$ . Pour un signal de tension ou de courant, on obtient alors

**Définition 13 [Puissance instantanée normalisée]**

$$p(t) = |x(t)|^2 \quad (3.4)$$

**Définition 14 [Énergie]** Sur base de cette convention, l'énergie totale du signal  $x(t)$  est définie par

$$E = \lim_{T \rightarrow +\infty} \int_{-T}^T |x(t)|^2 dt \quad (3.5)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt \quad (3.6)$$

Certains signaux possèdent une énergie infinie. On utilise alors la notion de puissance moyenne qui est la moyenne temporelle de l'énergie.

**Définition 15 [Puissance moyenne d'un signal]** Il en découle une puissance moyenne du signal  $x(t)$  s'exprimant

$$P = \lim_{T \rightarrow +\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} |x(t)|^2 dt \quad (3.7)$$

Dans le cas d'un signal périodique de période  $T_0$ , l'expression de la puissance moyenne devient

$$P = \frac{1}{T_0} \int_t^{t+T_0} |x(t)|^2 dt \quad (3.8)$$

Les définitions d'énergie et de puissance amènent à distinguer deux types de signaux :

- les signaux à énergie finie, pour lesquels  $0 < E < +\infty$ . Un signal physiquement réalisable est à énergie finie.
- les signaux à puissance finie. Dans ce cas, la puissance moyenne est bornée, à savoir  $0 < P < +\infty$ .

Ces deux contraintes sont mutuellement exclusives. En particulier, un signal à énergie finie a une puissance moyenne nulle alors qu'un signal à puissance finie possède une énergie infinie.

Les signaux déterministes et apériodiques sont à énergie finie alors que les signaux périodiques ou aléatoires ont généralement une puissance finie non nulle. Signalons qu'il s'agit de modélisation et qu'en conséquence, certains signaux n'ont pas de réelle signification physique pour des temps infinis, ce qui n'empêche pas qu'ils puissent être d'une grande aide !

## Décibel

Pour les calculs de puissance, on utilise fréquemment une unité basée sur le logarithme. Cette unité est le **décibel**, noté  $dB$ . L'introduction de la notion de décibel est destinée à pouvoir décrire un signal de puissance en termes de décades, car les niveaux de puissance tout au long d'une chaîne de transmission varient dans des proportions considérables ; c'est donc un changement d'échelle.

Pour un signal d'énergie ou de puissance  $x$ , la relation entre unité décimale et décibel est la suivante

$$x \leftrightarrow 10 \log_{10}(x) \quad (3.9)$$

L'usage des décibels peut aussi s'exprimer relativement à une puissance de référence. C'est ainsi qu'on définit le  $dBW$  et le  $dBm$ <sup>1</sup> comme l'écart par rapport à, respectivement,  $1 [W]$  et  $1 [mW]$ . La puissance  $P$  vaut, en  $dBm$ ,

$$P [dBm] = 10 \log_{10} \frac{P [mW]}{1 [mW]} \quad (3.10)$$

Le tableau 3.2 reprend quelques valeurs essentielles.

| $x [W]$    | $10 \log_{10}(x) [dBW]$ |
|------------|-------------------------|
| $1 [W]$    | $0 [dBW]$               |
| $2 [W]$    | $3 [dBW]$               |
| $0,5 [W]$  | $-3 [dBW]$              |
| $5 [W]$    | $7 [dBW]$               |
| $10^n [W]$ | $10n [dBW]$             |

TAB. 3.2 – Valeurs de puissance exprimées en décibels ( $dBW$ ).

Un calcul simple montre que  $50 [W]$  équivaut à  $17 [dBW]$  ou à  $47 [dBm]$ .

Pour le calcul de transmission radio, on parle d'intensité de champ électrique en  $[dB\mu V/m]$ . Or, le volt ne représente pas une mesure de puissance, contrairement à l'unité du volt au carré. En définitive, pour une tension  $U$  exprimée en  $[V]$ , les décibels s'expriment par

$$10 \log_{10} \left( \frac{U}{1 [V]} \right)^2 = 20 \log_{10} \frac{U}{1 [V]} \quad (3.11)$$

En conclusion, pour des grandeurs dont le carré représente une puissance,

$$x \leftrightarrow 20 \log_{10}(x) \quad (3.12)$$

On notera la présence d'un facteur 20 au lieu de 10 comme pour les puissances.

**Exemple.** Le confort d'écoute en radiodiffusion **FM** stéréo est défini par un seuil inférieur valant  $1 [mV/m]$ . En  $[dB\mu V/m]$ , ce seuil s'exprime comme suit

$$20 \log_{10} \frac{1 [mV/m]}{1 [\mu V/m]} = 20 \log_{10} \frac{1000 [\mu V/m]}{1 [\mu V/m]} = 60 [dB\mu V/m] \quad (3.13)$$

<sup>1</sup>En toute rigueur, on devrait noter  $dBmW$ .

## Rapport signal à bruit

Le rapport de la puissance du signal utile à celle du bruit, notées respectivement  $P_S$  et  $P_N$ , permet souvent de qualifier la qualité de la transmission.

**Définition 16** [*Rapport signal à bruit ou Signal to Noise Ratio (SR)*] Le rapport signal à bruit, exprimé en décibel, vaut le quotient de puissance suivant

$$\left(\frac{S}{N}\right) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_s}{P_N}\right) [dB] \quad (3.14)$$

Il s'agit d'un critère abondamment utilisé pour la description des performances d'un système.

### 3.1.2 Représentation fréquentielle : la transformée de FOURIER

Les signaux déterministes ont une évolution temporelle connue de leur valeur. On peut dès lors leur trouver un équivalent dans le domaine spectral par le biais de la transformée de FOURIER.

Soit un signal déterministe non périodique  $x(t)$ , la transformée de FOURIER de  $x(t)$  est l'intégrale

$$\mathcal{X}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-2\pi j f t} dt \quad (3.15)$$

où  $f$  est la variable exprimant la fréquence. La transformation inverse fournit le signal original ; elle est définie par

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathcal{X}(f) e^{2\pi j f t} df \quad (3.16)$$

La fréquence se mesure en Hertz, noté **Hz** ou  $[Hz]$ . Elle est liée à la pulsation angulaire  $\omega$  par la relation

$$\omega = 2\pi f \quad (3.17)$$

La transformée de FOURIER est parfois définie en termes de pulsation angulaire plutôt qu'en terme de fréquence. Sans que cela ne modifie le principe de l'analyse spectrale, l'usage d'une autre variable introduit un coefficient correcteur dans certaines expressions. Notre choix est guidé par deux considérations : primo, l'usage de la fréquence introduit une symétrie intéressante dans la définition de la transformée et de son inverse, secundo, le contenu spectral des signaux et le comportement des systèmes sont exprimés majoritairement en terme de fréquences dans la littérature des télécommunications.

Il existe des conditions suffisantes d'existence de la transformée de FOURIER ; elles portent sur la nature de la fonction  $x(t)$ . Toutefois, la question de l'existence est un faux problème pour des signaux décrivant des phénomènes physiques réels. On peut ainsi montrer que tous les signaux à énergie finie, c'est-à-dire que  $\int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt < \infty$ , possèdent une transformée de FOURIER.

## Égalité de PARSEVAL et théorème de RAYLEIGH

Soit  $x(t)$  un signal, réel ou complexe, défini de  $-\infty$  à  $+\infty$ . Supposons que sa transformée de FOURIER  $\mathcal{X}(f)$  existe. L'énergie totale du signal est définie par l'expression habituelle

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt \quad (3.18)$$

Cette énergie peut aussi trouver expression dans le domaine fréquentiel. En effet, le produit scalaire  $|x(t)|^2$  est égal au produit de la fonction  $x(t)$  par son complexe conjugué  $x^*(t)$ . Or, la transformée de FOURIER de cette fonction est égale à  $\mathcal{X}^*(-f)$ . À fréquence nulle, on établit alors le théorème suivant, du à PARSEVAL, mais auquel on associe abusivement le nom de RAYLEIGH :

### Théorème 17 [Rayleigh]

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \|\mathcal{X}(f)\|^2 df \quad (3.19)$$

Toute fonction  $\mathcal{X}(f)$  qui représente le carré de la transformée de FOURIER d'un signal fournit, après intégration de  $-\infty$  à  $+\infty$ , l'énergie totale dudit signal, ce qui lui vaut parfois le nom de densité spectrale d'énergie. C'est en effet une mesure de la localisation de l'énergie dans le domaine fréquentiel.

## 3.2 Système

### 3.2.1 Systèmes linéaires permanents

L'analyse de FOURIER sert également d'outil pour l'étude des systèmes. Il est bien connu qu'un système n'altère un signal sinusoïdal mis à son entrée qu'en amplitude et en phase, sans ajout de nouvelles fréquences supplémentaires, s'il satisfait aux deux conditions suivantes :

1. Le système est linéaire. Autrement dit, si  $y_1(t)$  et  $y_2(t)$  sont les sorties des signaux respectifs  $x_1(t)$  et  $x_2(t)$ , toute combinaison linéaire  $ax_1(t) + bx_2(t)$  produit en sortie le signal  $ay_1(t) + by_2(t)$ .
2. Le système est invariant en temps ou permanent. Décaler l'entrée revient à décaler le signal de sortie d'une valeur de temps.

Un canal téléphonique est raisonnablement linéaire et permanent pour la durée de la conversation. Par contre, l'invariance est une hypothèse fautive pour des communications mobiles.

### 3.2.2 Réponse fréquentielle

Un système linéaire se caractérise par sa réponse impulsionnelle, c'est-à-dire pour une impulsion en entrée. Prenons, en toute généralité, un signal complexe à une fréquence précise

$$x(t) = e^{2\pi jft} \quad (3.20)$$

La réponse du système résulte du produit de convolution de sa réponse impulsionnelle  $h(t)$  par la fonction d'entrée. Dès lors,

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) e^{2\pi j f(t-\tau)} d\tau \quad (3.21)$$

$$= e^{2\pi j f t} \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) e^{-2\pi j f \tau} d\tau = x(t) \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) e^{-2\pi j f \tau} d\tau \quad (3.22)$$

ce qui signifie que le signal de sortie est le produit du signal d'entrée par la transformée de FOURIER de la réponse impulsionnelle, évaluée à la fréquence de  $x(t)$ .

**Définition 18** Définissons la transmittance du système comme étant la transformée de FOURIER de sa réponse impulsionnelle

$$\mathcal{H}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{-2\pi j f t} dt \quad (3.23)$$

On peut alors écrire que

$$y(t) = e^{2\pi j f t} \mathcal{H}(f) \quad (3.24)$$

soit encore, en prenant la transformée de FOURIER des deux membres,

$$\mathcal{Y}(f) = \mathcal{X}(f) \mathcal{H}(f) \quad (3.25)$$

pour conclure que le rapport des transformées des signaux de sortie et d'entrée est égal à la transmittance du système.

### 3.2.3 Bande passante

Plusieurs théorèmes fondamentaux pour le domaine des télécommunications émettent l'hypothèse de signaux ou de canaux à **bande passante** limitée, c'est-à-dire que le contenu spectral est nul partout en dehors de cette bande. Une telle hypothèse est malheureusement irréaliste car elle impose une durée infinie dans le domaine temporel. Une hypothèse plus simple consiste à dire que le contenu spectral doit être majoritairement contenu dans la bande passante. On devine toute l'ambiguïté de cette démarche qui a conduit à plusieurs définitions de la notion de bande passante.

Toutes les définitions ont une caractéristique commune <sup>2</sup>, à savoir qu'elles tentent d'établir une borne  $W$  pour tout spectre le long de l'axe des fréquences. Voici les critères de définition (cf. figure 3.1)

- (a) Bande passante 3 [dB]. Elle représente l'ensemble des fréquences à moins de 3 [dB] du maximum de la puissance.
- (b) Bande passante équivalente. Elle se définit comme la largeur d'une fonction rectangulaire telle que multipliée par la valeur de la puissance en son centre soit égale à la totalité de la puissance initiale.

---

<sup>2</sup>Remarquons que toutes ces définitions ne sont pas interchangeables.

- (c) Lobe principal. Les premiers passages à zéro autour de la fréquence porteuse définissent le lobe principal et donc un type de bande passante. Cette définition convient bien pour des signaux où l'on distingue effectivement un lobe principal.
- (d) Densité spectrale bornée. Il s'agit de l'ensemble des fréquences dont la puissance est comprise entre la valeur de la puissance au centre et une atténuation de par exemple 35 ou 50 [dB].

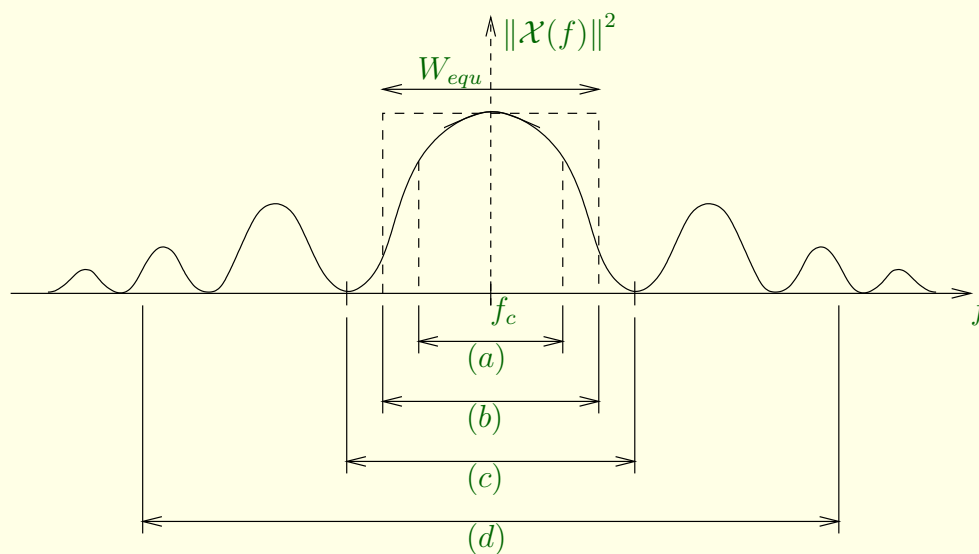


FIG. 3.1 – Comparaison de définitions de bande passante.

### 3.2.4 Système de transmission idéal

Soit un signal à transmettre  $x(t)$ . Comme l'information réside habituellement dans la forme de ce signal, on admet que l'information n'est pas affectée si, au cours de la transmission, le signal ne subit, à travers le **canal**, que l'effet d'une multiplication de l'amplitude par une constante (amplification ou atténuation) ou l'effet d'un retard de transmission raisonnable. Ainsi, lors d'une communication téléphonique, le signal subira des amplifications et un retard de l'ordre de la dizaine de milli-secondes.

**Définition 19 [Système de transmission idéal]** Si le signal porteur d'information est représenté à l'entrée par une fonction  $x(t)$ , le système de transmission peut être considéré comme idéal s'il fournit en sortie un signal donné par  $Kx(t - \tau)$ .

Dans ce cas,  $K$  est un facteur d'amplification ou d'atténuation de l'amplitude et  $\tau$  est un retard ; ces deux grandeurs peuvent prendre des valeurs arbitraires mais raisonnables pour l'application considérée. L'information étant, par nature, imprévisible, ce comportement doit être valable non

seulement pour le signal  $x(t)$  mais aussi pour toute la classe des fonctions représentant les signaux possibles. La conclusion est immédiate : le système de transmission idéal doit être linéaire, permanent et posséder une transmittance de la forme

$$\mathcal{H}(f) = K e^{-2\pi j f \tau} \quad (3.26)$$

On a donc la double condition suivante, outre que le système doit être linéaire et permanent :

1. Le module de la transmittance doit être constant.
2. Le déphasage doit être proportionnel à la fréquence, le coefficient (négatif) de proportionnalité étant le retard.

Il est clair que ces conditions ne doivent être satisfaites que sur la bande de fréquences occupée par l'ensemble des signaux possibles.

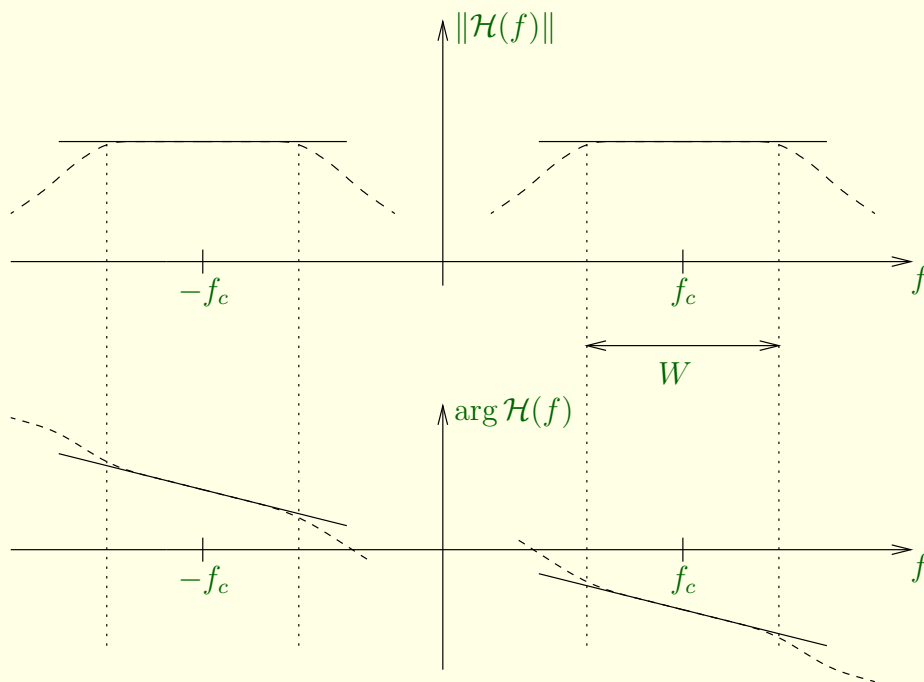


FIG. 3.2 – Transmittance d'un système idéal.

### Distorsions de linéarité

Si, le système de transmission étant linéaire et permanent, l'une ou l'autre des deux conditions précédentes n'est pas remplie, le signal est affecté d'une distorsion. Ces deux types de distorsion sont dites linéaires.

On peut donner de ces types de distorsion une interprétation mathématique. Si le module de la transmittance  $\mathcal{H}(f)$  n'est pas constant, cela signifie que les différentes composantes du signal d'entrée sont transmises avec un coefficient d'amplification ou d'atténuation différents.



Si le déphasage

$$\phi(f) = \arg \mathcal{H}(f) \quad (3.27)$$

n'est pas proportionnel à la fréquence, cela signifie que les différentes composantes spectrales ont des temps de propagation inégaux à travers le système et arrivent donc en ordre dispersé ; c'est pourquoi un système présentant de la distorsion de phase est dit dispersif.

**Délai de groupe et de phase.** Il est commode d'identifier la distorsion de phase d'un système linéaire par la dérivée de la phase. Plus précisément, on utilise la grandeur suivante

$$\tau_g = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(f)}{df} \quad (3.28)$$

appelée délai de groupe. Pour un système idéal,

$$\phi(f) = -2\pi f \tau_0 \quad (3.29)$$

ce qui fournit un délai de groupe

$$\tau_g = -\frac{1}{2\pi} (-2\pi \tau_0) \quad (3.30)$$

$$= \tau_0 \quad (3.31)$$

Le délai de groupe est donc constant pour un système idéal.

Deux composantes fréquentielles d'un groupe de fréquences subissent un délai fourni par  $\tau_g$ . Un système à l'entrée duquel on injecte un signal mono-fréquentiel est toujours idéal. Le délai de cette composante unique, appelée délai de phase, vaut

$$\tau_p = -\frac{\phi(f)}{2\pi f} \quad (3.32)$$

Dans le cas d'un système idéal,

$$\tau_p = -\frac{(-2\pi f \tau_0)}{2\pi f} = \tau_0 \quad (3.33)$$

Autrement dit, les délais de groupe et de phase d'un tel système sont égaux.

### Distorsions non linéaires

L'étude de systèmes non linéaires n'est guère aisée par manque d'outil adéquat. Nous l'aborderons par le biais d'un exemple. Considérons un système qui, à tout signal d'entrée  $x(t)$ , associe la sortie  $y(t)$  suivante

$$y(t) = ax(t) + bx^2(t) \quad (3.34)$$

Soit le signal d'entrée suivant

$$x(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t) + A_1 \cos(2\pi f_1 t) \quad (3.35)$$

La sortie vaut

$$\begin{aligned}
 y(t) &= aA_0 \cos(2\pi f_0 t) + aA_1 \cos(2\pi f_1 t) \\
 &+ bA_0^2 \cos^2(2\pi f_0 t) + bA_1^2 \cos^2(2\pi f_1 t) \\
 &+ 2bA_0A_1 \cos(2\pi f_0 t) \cos(2\pi f_1 t)
 \end{aligned} \tag{3.36}$$

$$\begin{aligned}
 &= aA_0 \cos(2\pi f_0 t) + aA_1 \cos(2\pi f_1 t) \\
 &+ \frac{bA_0^2}{2} (1 + \cos(4\pi f_0 t)) + \frac{bA_1^2}{2} (1 + \cos(4\pi f_1 t)) \\
 &+ bA_0A_1 (\cos(2\pi(f_0 + f_1)t) + \cos(2\pi(f_0 - f_1)t))
 \end{aligned} \tag{3.37}$$

La non linéarité se traduit par la présence en sortie de fréquences nouvelles. Ces signaux introduisent une distorsion harmonique, appelée **intermodulation**. C'est une règle générale de retrouver les fréquences doubles pour une relation entrée-sortie en  $x^2(t)$ , les fréquences triples pour  $x^3(t)$ , etc.

En pratique, les non linéarités sont très fréquentes ; l'utilisation de circuits actifs tels que des amplificateurs ou répéteurs, ayant des gains non linéaires ou pouvant saturer, entraîne des non linéarités. Ces distorsions sont difficilement modélisées et compensées mais, fort heureusement, elles constituent généralement un phénomène de faible ampleur.

### 3.2.5 Bruit et interférences

Le système ou canal de transmission peut encore être le siège d'autres perturbations que les effets de non-linéarité. On donne parfois à ces perturbations la dénomination générale de **bruit**. Il arrive que la transmittance d'un canal soit affectée par un facteur d'amplitude variant dans le temps ; on parle alors d'un **bruit multiplicatif**. Dans un tel cas, il arrive fréquemment que ce facteur d'amplitude prenne, à certains moments, des valeurs très faibles : on parle alors d'évanouissements ou **fading**. Cet effet résulte généralement de l'existence dans le canal de transmission, de deux ou plusieurs chemins de propagation (**multitrajets** ou **multipath**) dont les délais de propagation varient dans le temps. À certains moments, les contributions de ces trajets se renforcent, tandis qu'à d'autres moments elles s'opposent, de sorte que le signal de sortie subit des évanouissements plus ou moins profonds. Le canal de transmission ne satisfait alors pas à la condition de linéarité et d'invariance temporelle.

On peut encore avoir affaire à un autre type de perturbation. Il s'agit de signaux d'origine tout à fait extérieure et indépendants du signal véhiculé par le canal de transmission, et qui viennent se superposer à celui-ci. On parle alors de **bruit additif**. En l'occurrence, il peut s'agir de

- bruits ou parasites naturels,
- autres signaux de télécommunications transmis dans la bande de fréquence du signal utile,
- produits de non-linéarité provenant d'autres signaux de télécommunications situés dans une autre bande de fréquence que le signal utile.

On voit que ceci fixe des limites sur la gamme dynamique (échelle d'amplitude) des signaux que l'on peut utiliser. On ne peut travailler avec des signaux trop faibles, parce qu'ils se retrouveraient

noyés dans les bruits additifs. On ne peut pas non plus utiliser des signaux trop puissants sous peine de les distordre ou de perturber d'autres utilisateurs partageant ou non la même bande de fréquence.

Le système de transmission consiste souvent en une longue cascade de sous-systèmes. Il n'est pas interdit de procéder, dans ces sous-systèmes, à des opérations non linéaires ou non permanentes, pour autant que l'on procède ensuite aux opérations inverses. C'est en effet la totalité de la chaîne qui doit s'approcher autant que possible des conditions idéales.

# Chapitre 4

## Théorie de l'information et compression

La théorie de l'information sert d'outil pour tous les processus de nature aléatoire. Elle permet de répondre, entre autres, à des questions aussi fondamentales que le contenu en information minimal d'une source ou la capacité maximale de transmission d'un canal bruité.

### 4.1 Rappels sur la théorie des probabilités

#### 4.1.1 Introduction

Considérons une expérience dont le résultat n'est pas connu mais bien l'ensemble des résultats possibles. Un tel type d'expérience est appelé *expérience aléatoire*. Par exemple, l'expérience peut être l'observation du résultat du lancé d'une pièce de monnaie. Dans cette expérience, les deux seuls résultats possibles sont *pile* ou *face*.

Supposons que l'événement  $A$  représente un des résultats possible d'une expérience aléatoire. Par exemple, dans l'expérience de la pièce de monnaie,  $A$  peut représenter *pile*. Appelons  $N_n(A)$  le nombre de fois que l'événement  $A$  se produit lorsque l'expérience est réalisée  $n$  fois (dans les mêmes conditions).  $N_n(A)$  peut donc prendre n'importe quelle valeur entière comprise entre 0 et  $n$ . Nous pouvons donc écrire

$$0 \leq \frac{N_n(A)}{n} \leq 1 \quad (4.1)$$

Le rapport  $\frac{N_n(A)}{n}$  est appelé *fréquence relative* de l'événement  $A$ . Nous dirons que l'expérience présente une *régularité statistique* si, pour n'importe quelle séquence de  $n$  réalisations de l'expérience, la fréquence relative  $\frac{N_n(A)}{n}$  converge vers la même limite lorsque  $n$  devient très grand. Il semble alors naturel de définir la *probabilité* de l'événement  $A$  comme

$$p(A) = \lim_{n \rightarrow \infty} \left( \frac{N_n(A)}{n} \right) \quad (4.2)$$

Il est important de remarquer que la limite dans l'équation 4.2 ne doit pas être vue d'un aspect mathématique mais qu'il s'agit plutôt d'une définition empirique.

Par exemple, dans l'expérience du lancé de la pièce, nous pouvons supposer que sur un million de lancers, il y ait autant de pile que de face, à condition bien sûr que la pièce ne soit pas truquée ! Nous dirons que la probabilité de l'événement pile est égale à  $1/2$ ,

$$p(pile) = p(face) = \frac{1}{2}$$

### 4.1.2 Axiomatique des probabilités

La caractérisation d'une expérience aléatoire et de ses résultats possibles consiste à définir un modèle composé d'un espace, d'un ensemble de points et d'une mesure. Notons  $s_k$  le point associé au  $k$ -ième résultat possible de l'expérience. L'ensemble des points obtenus par isomorphisme à partir de tous les résultats possibles de l'expérience est appelé *espace témoin*, noté  $S$ . Un événement peut correspondre à un point ou à un ensemble de points de  $S$ . En particulier, l'ensemble de tous les points de  $S$  est appelé *événement certain* et l'ensemble vide est appelé *événement impossible*. Un point unique est finalement appelé *événement élémentaire*.

Considérons, à titre d'exemple, l'expérience du lancer de dé. Dans cette expérience, 6 résultats sont possibles : 1, 2, 3, 4, 5 ou 6 sur la face supérieure du dé. En assignant un point à chacun de ces résultats, on obtient un espace témoin à une dimension contenant 6 points, comme le montre la figure 4.1. L'événement élémentaire tirer un 5 correspond au point  $\{5\}$  de l'espace tandis que l'événement tirer un chiffre pair correspond au sous-ensemble  $\{2, 4, 6\}$ .

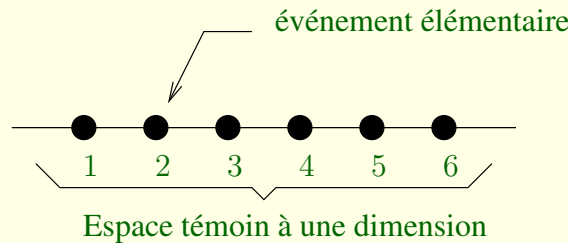


FIG. 4.1 – Espace témoin de l'expérience du lancé de dé.

Avec une structure algébrique, il est possible d'adopter une définition formelle des probabilités.

**Définition 20** *Un système de probabilité consiste en :*

1. Un espace témoin  $S$  d'événements élémentaires.
2. Une classe  $\mathcal{E}$  d'événements qui sont des sous-ensembles de  $S$ .
3. Une mesure de la probabilité  $p(\cdot)$  assignée à chaque événement  $A$  de la classe  $\mathcal{E}$  et qui a les propriétés suivantes :

(a)  $p(S) = 1$

(b)  $0 \leq p(A) \leq 1$

- (c) Si  $A \cup B$  représente l'union de deux événements mutuellement exclusifs dans la classe  $\mathcal{E}$ , alors

$$p(A \cup B) = p(A) + p(B) \quad (4.3)$$

Les propriétés (a),(b) et (c) sont connues comme axiomes des probabilités. L'axiome (a) indique que la probabilité de l'événement certain vaut 1. L'axiome (b) indique que la probabilité d'un événement est un nombre réel positif, inférieur ou égal à 1. Finalement, étant donné que  $A$  et  $B$  sont deux événements mutuellement exclusifs, l'axiome (c) indique que la probabilité que l'événement  $A$  se produise ou que l'événement  $B$  se produise est égale à la somme des probabilités respectives de ces deux événements.

### Propriétés.

1. Si  $\overline{A}$ , appelé “non  $A$ ”, est le complément de  $A$  alors  $p(\overline{A}) = 1 - p(A)$ .
2. Si  $M$  événements mutuellement exclusifs  $A_1, A_2, \dots, A_M$  sont tels que :

$$A_1 \cup A_2 \cup \dots \cup A_M = S \quad (4.4)$$

alors

$$p(A_1) + p(A_2) + \dots + p(A_M) = 1 \quad (4.5)$$

3. Si les événements  $A$  et  $B$  ne sont pas mutuellement exclusifs, la probabilité de l'événement union  $A \cup B$  vaut

$$p(A \cup B) = p(A) + p(B) - p(A \cap B) \quad (4.6)$$

où  $p(A \cap B)$  est la probabilité de l'événement joint “ $A$  et  $B$ ”.

## 4.2 Théorie de l'information

### 4.2.1 Mesure de l'information

La théorie de l'information cherche à établir l'information inhérente à un processus probabiliste ; elle part d'un principe qu'un événement certain n'apporte aucune information, au contraire d'un événement rare lorsque celui-ci survient. Considérons un événement aléatoire  $E$  qui se produit avec une probabilité  $p(E)$ .

**Définition 21** *L'information propre de l'événement  $E$ , notée  $i(E)$  est le logarithme en base 2 de l'inverse de sa probabilité*

$$i(E) = \log_2 \frac{1}{p(E)} = -\log_2 p(E) \quad (4.7)$$

*Elle s'exprime en bit.*

Si  $p(E) = 1$ , c'est-à-dire que l'événement  $E$  est certain,  $i(E) = 0$  et l'information associée à  $E$  est donc nulle. Par contre, si  $p(E) = 0,9$ , le fait que  $E$  se réalise apporte une certaine quantité d'information. Dès lors, plus un événement est incertain, plus on lui attribue de l'information. À la limite, un événement de probabilité nulle a une information propre infinie. Cependant, un événement qui ne se produit jamais n'est pas très intéressant.

### 4.2.2 Sources discrètes

Les sources qui débitent les messages sous forme discrète, par exemple sous la forme d'une succession d'impulsions ou de valeurs, s'appellent des **sources discrètes**. Pour un texte transmis par télégraphe, chaque lettre ou symbole correspondra à une succession d'impulsions.

Une source discrète est sans mémoire si la probabilité d'apparition d'un symbole ne dépend pas des symboles précédents.

### 4.2.3 Entropie d'une source

Considérons une source discrète sans mémoire, notée  $S$ . Supposons que cette source corresponde à un alphabet de  $n$  symboles différents, appelé **alphabet de source** :

$$A_1, A_2, \dots, A_n \quad (4.8)$$

À chacun de ces symboles, on associe une probabilité d'émission

$$p(A_1), p(A_2), \dots, p(A_n) \quad (4.9)$$

avec la contrainte

$$\sum_{i=1}^n p(A_i) = 1 \quad (4.10)$$

La connaissance de la probabilité d'émission de chaque symbole de la source permet de déduire l'information propre associée à chaque symbole :

$$-\log_2 p(A_1), -\log_2 p(A_2), \dots, -\log_2 p(A_n) \quad (4.11)$$

**Définition 22** *L'entropie de la source est alors définie par*

$$H(S) = - \sum_{i=1}^n p(A_i) \log_2 p(A_i) \quad (4.12)$$

Cette grandeur représente l'information moyenne par symbole (ou incertitude moyenne par symbole). En base 2, l'entropie s'exprime en bit par symbole. Plus l'entropie de la source est grande, plus il y a d'incertitude et donc d'information liée à la source. Dans cette définition, il est supposé que tous les symboles ont une probabilité d'émission non nulle. On montre que l'entropie est maximale et vaut  $\log_2 n$  lorsque tous ses symboles sont équiprobables. En effet, prenons le cas d'une source binaire comprenant les deux symboles  $A_1$  et  $A_2$ , telle que

$$\begin{cases} p(A_1) = k \\ p(A_2) = 1 - k \end{cases}$$

où  $k \in [0, 1]$ . L'entropie de cette source vaut, par définition,

$$H(S) = -k \log_2 k - (1 - k) \log_2 (1 - k) \quad (4.13)$$

L'entropie est une fonction de la probabilité  $k$ . Notons, par soucis de clarté, la valeur de l'entropie de source comme une fonction de son argument  $H(k)$ . Cette fonction est représentée à la figure 4.2.

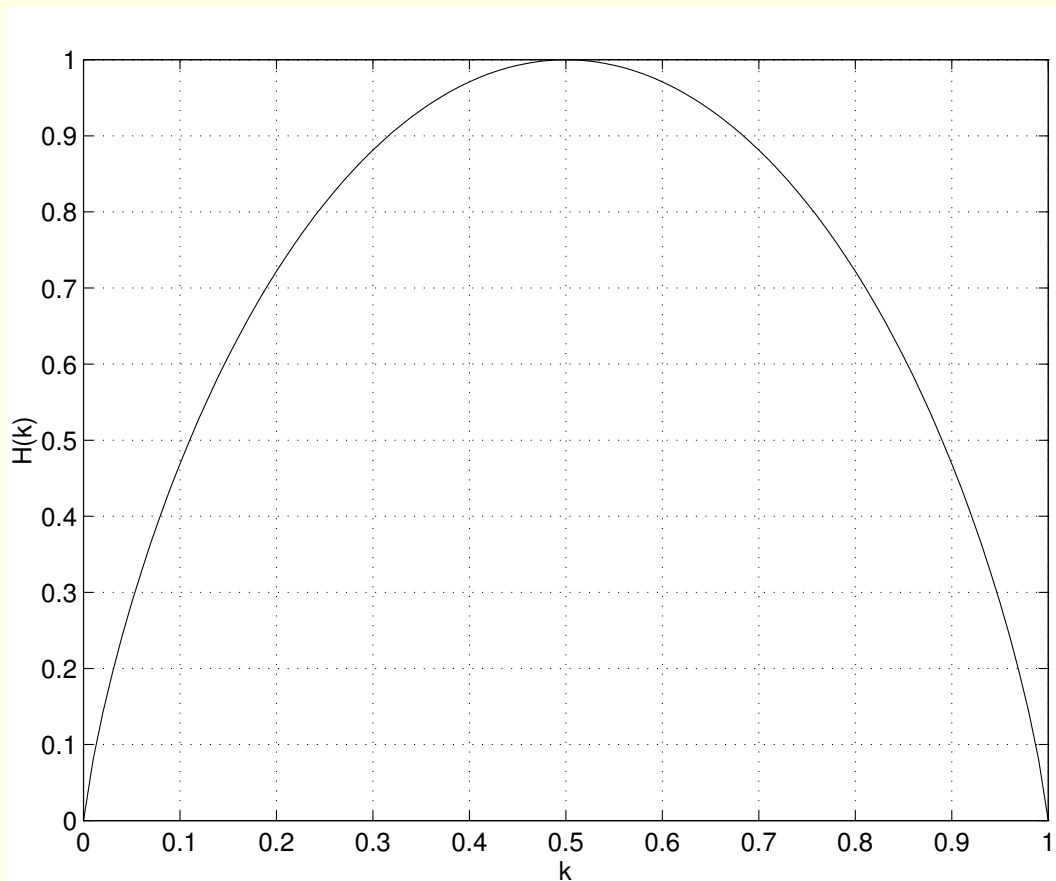


FIG. 4.2 – Entropie d'une source binaire en fonction de la probabilité de ses symboles.

On peut tout d'abord remarquer que l'entropie est nulle pour  $k = 1$  (le symbole  $A_1$  est émis avec certitude) et pour  $k = 0$  (le symbole  $A_2$  est émis avec certitude), ce qui correspond au cas où il n'y a aucune incertitude sur le symbole émis par la source. De plus, l'entropie atteint son maximum pour  $k = 0,5$  -la source a alors une entropie d'information de  $1 [b/symbole]$ - , ce qui correspond au fait que les deux symboles sont équiprobables. En d'autres mots, il est tout aussi probable que la source émette le symbole  $A_1$  que le symbole  $A_2$ .



Le raisonnement précédent est aisément généralisé au cas d'une source à  $n$  symboles équiprobables :  $p(A_1) = p(A_2) = \dots = p(A_n) = 1/n$ , et l'entropie maximale de la source vaut alors

$$H_{max}(S) = - \sum_{i=1}^n \frac{1}{n} \log_2 \frac{1}{n} \quad (4.14)$$

$$= - \frac{1}{n} \log_2 \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n 1 \quad (4.15)$$

$$= \log_2 n \quad (4.16)$$

Une source de 8 symboles équiprobables génèrent donc des symboles dont en moyenne 3 bits d'information par symboles. Ce résultat est intuitivement satisfaisant car, de fait, il faut au plus 3 bits pour représenter toutes les valeurs de la source.

L'entropie d'une source représente donc l'incertitude liée à cette source. Plus il est difficile de prédire le symbole émis par une source, plus grande est son entropie.

#### 4.2.4 Débit d'information et redondance d'une source

En télécommunications, l'information d'une source est déterminante au même titre que le temps nécessaire pour transmettre cette information. En définitive, on cherche à transmettre un maximum d'information le plus rapidement possible et en économisant au mieux les ressources disponibles.

**Définition 23 [Débit d'information]** Le débit d'information d'une source sera défini comme étant le produit de l'entropie de la source (valeur moyenne de l'information propre par symbole) par le nombre moyen de symboles par seconde. En notant la durée moyenne d'un symbole par  $\bar{\tau}$ , le débit d'information de la source sera

$$D = \frac{H(S)}{\bar{\tau}} = H(S) \bar{f} \quad (4.17)$$

où  $\bar{f} = 1/\bar{\tau}$  est la fréquence moyenne d'émission des symboles.

**Définition 24 [Redondance]** Pour indiquer l'écart entre l'entropie d'une source et sa valeur maximale possible (lorsque tous les symboles sont équiprobables), on définit la redondance de la source

$$R_S = H_{max}(S) - H(S) \quad (4.18)$$

où  $H_{max}(S) = \log_2 n$ .

La redondance de la source est d'autant plus grande que son entropie est faible, c'est-à-dire que l'incertitude liée à la source est faible. Si certains symboles sont beaucoup plus probables que d'autres, l'entropie de la source est faible et la source est dite redondante.

### 4.2.5 Théorème de SHANNON

En vue de transmettre ou de stocker les symboles émis par une source, un certain nombre de bits est associé à chaque symbole. De cette association résulte ce que l'on appelle un code. Chaque symbole se voit attribué un mot de code. Un code très connu dans le monde de l'informatique est le code ASCII<sup>1</sup> qui, dans sa version à 7 bits, représente 128 caractères alphanumériques ou spéciaux au moyen d'un code unique de 7 bits par symbole.

On peut aussi imaginer de représenter les symboles de la source par un nombre quelconque de bits. Certains mots de code peuvent ainsi comporter un nombre de bits différent. Appelons  $M$  le nombre moyen de bits que l'on associe à chaque symbole de la source (dans le code ASCII,  $M = 7$ ).

**Théorème 25** Soit  $H(S)$  l'entropie de cette source. Un théorème fondamental de SHANNON énonce que, quelque soit le code utilisé pour représenter les symboles de la source, l'inégalité suivante tient toujours

$$M \geq H(S) \quad (4.19)$$

Autrement dit, le nombre moyen de bits par symbole est toujours supérieur ou égal à l'entropie de la source. L'entropie de la source représente donc une limite inférieure du nombre de bits nécessaires. En effet, le théorème de SHANNON affirme qu'il est impossible de trouver un code pour lequel  $M$  est inférieur à l'entropie de la source.

S'il est possible de s'approcher de la borne  $H(S)$ , le théorème ne nous apprend malheureusement pas comment construire le code optimal correspondant. Une méthode efficace permettant de se rapprocher fortement de  $H(S)$  est la méthode de HUFFMAN.

### 4.2.6 Codage de HUFFMAN

Le principe de la méthode de HUFFMAN est d'associer aux symboles les plus probables le plus petit nombre de bits et aux symboles les moins probables le plus grand nombre de bits.

La première étape de la méthode consiste à réorganiser les symboles par ordre de probabilité décroissante. Chaque symbole est alors associé à une feuille d'un arbre en construction. On relie ensuite les feuilles en créant un nœud auquel on associe la somme des probabilités des deux symboles correspondants. À chaque étape, on fusionne les 2 nœuds (ou feuilles) ayant les probabilités les plus faibles. On répète ce processus jusqu'à ce qu'il ne reste plus qu'un seul nœud dont la probabilité associée vaut 1.

**Exemple.** Considérons une source à 4 symboles  $A_1, A_2, A_3, A_4$  respectivement de probabilité  $p(A_1) = 0,5, p(A_2) = 0,25, p(A_3) = 0,125, p(A_4) = 0,125$ . Dans cet exemple, les symboles ont déjà été réorganisés par ordre décroissant de leur probabilité respective. L'arbre est construit comme indiqué à la figure 4.3.

---

<sup>1</sup>ASCII = American Standard Code for Information Interchange.

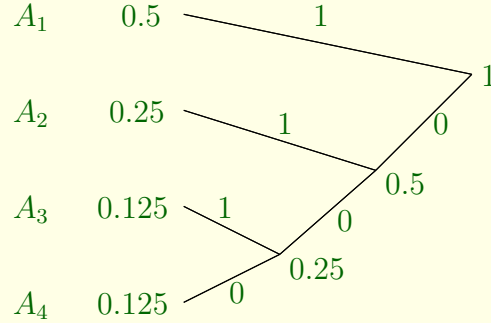


FIG. 4.3 – Illustration de la méthode de HUFFMAN.

Une fois l'arbre construit, on associe à chaque branche de l'arbre un symbole 0 ou 1. Il suffit de redescendre l'arbre jusqu'aux symboles pour déterminer le code correspondant

$$\begin{aligned} A_1 &\rightarrow 1 \\ A_2 &\rightarrow 01 \\ A_3 &\rightarrow 001 \\ A_4 &\rightarrow 000 \end{aligned}$$

Appelons  $l(A_i)$  le nombre de bits associé au symbole  $A_i$ . Dès lors, nous avons

$$\begin{aligned} l(A_1) &= 1 \\ l(A_2) &= 2 \\ l(A_3) &= 3 \\ l(A_4) &= 3 \end{aligned}$$

Le nombre moyen de bits utilisés par symbole,  $M$ , est donné par

$$M = \sum_{i=1}^4 p(A_i) l(A_i) = 1,75 \quad (4.20)$$

Or, l'entropie de la source est donnée par

$$H(S) = - \sum_{i=1}^4 p(A_i) \log_2 p(A_i) = 1,75 \quad (4.21)$$

Il vient donc que le code obtenu par la méthode de HUFFMAN est optimal. Il faut remarquer que l'association triviale ( $A_1 = 00$ ,  $A_2 = 01$ ,  $A_3 = 10$ ,  $A_4 = 11$ ) aurait fourni un code de 2 bits par symboles. L'exemple précédent pourrait faire croire que le code de HUFFMAN conduit toujours à  $M = H(S)$ . Ce n'est certes pas le cas et, de plus, la solution n'est pas nécessaire unique. Ainsi, dans l'exemple précédent, on peut permuter les mots de code de  $A_3$  et  $A_4$  sans affecter la valeur de  $M$ .

## 4.3 La compression

Un signal échantillonné et quantifié représente généralement un flux binaire, ou débit, trop important pour les applications courantes. Pour réduire le débit, il faut recourir à la compression.

**Définition 26 [Compression]** Le procédé de réduction du flux binaire est appelé *compression*.

L'entropie détermine la limite inférieure pour représenter un échantillon. Si l'entropie vaut 3 bits par lettre, il ne sera pas possible de coder<sup>2</sup> les échantillons avec moins de 3 bits, quelle que soit la technique mise en œuvre.

Le taux de compression est une mesure de l'efficacité de représentation de deux alphabets. Il est défini comme suit :

**Définition 27**

$$\text{Taux de compression} = \frac{\text{Nombre de bits avant compression}}{\text{Nombre de bits après compression}} \quad (4.22)$$

### 4.3.1 Compression sans perte

Il convient de faire une remarque importante. Jusqu'à présent, nous n'avons évoqué que le cas de la compression qui permet de reconstituer parfaitement le message original au départ du message comprimé. Il s'agit donc d'un codage sans perte. Pour une image médicale, le taux d'une compression sans perte est compris entre 1 et 3. Un tel taux de compression, typique pour des images naturelles, ne peut satisfaire les exigences d'applications multimédia.

### 4.3.2 Compression avec pertes

Il se fait qu'une partie de l'information présente théoriquement n'est pas perceptible. Ainsi, l'œil humain n'est pas capable de voir les atomes sans microscope. Aussi serait-il inutile de décrire les objets au niveau atomique. Les techniques qui suppriment cette information superflue font partie des techniques perceptives de compression. Dans le cas du son et de l'image, le principe revient à supprimer, par filtrage, toutes les fréquences que l'oreille ne peut entendre ou que l'œil ne peut percevoir, en tenant compte du contexte.

Suite à la suppression d'information, il n'est plus possible de reconstituer le signal original avec exactitude. On parle alors de compression avec pertes. De telles techniques de compression conduisent à des taux de l'ordre de 10 pour des images naturelles, soit environ 5 fois de plus qu'une technique sans perte, sans dégradation perceptible. Nous reviendrons sur le thème du codage avec ou sans perte en parcourant les algorithmes de compression pour les différents types de données.

---

<sup>2</sup>Les termes codage et compression sont parfois utilisés improprement. Par codage il faut entendre "changement de représentation". Compression signifie qu'il y a diminution du nombre de bits associés au signal traité. Une compression modifie inévitablement la représentation et, partant, elle effectue un codage, d'où la confusion.

## 4.4 Classification de l'ensemble des techniques de compression

Dans cette section, nous allons tracer les grandes lignes des algorithmes de compression des sources multimédia et mentionner les standards les plus répandus. Il ne s'agit néanmoins pas d'une liste exhaustive.

### 4.4.1 Compression de données textuelles

La transmission d'un texte s'accommode mal d'erreurs et, pour ce type de signal, il n'est donc question que de codage sans perte.

Les techniques rencontrées dans les applications sont des variantes des trois techniques de codage suivantes :

**Codage RLC (Run Length Coding).** Le principe employé pour ce codage est très simple : toute suite d'octets de même valeur est remplacée par la valeur, à laquelle on associe le nombre d'occurrences suivantes.

**Codage de HUFFMAN.** Il s'agit d'une méthode de codage purement statistique consistant à coder les lettres suivant leur probabilité d'apparition. À la lettre la plus fréquente est associé le mot de code le plus court ; le mot de code le plus long s'utilise pour la lettre la moins probable.

**Codage LEMPEL, ZIV, WELCH (LZW).** Cette méthode consiste à remplacer les chaînes de caractères rencontrés précédemment par leur adresse dans une table au fur et à mesure du codage. Le récepteur procède de façon symétrique et reconstitue le dictionnaire par le même algorithme.

Cette méthode est utilisée par les logiciels de compression les plus courants tels que ARC ou PKzip.

Ces trois techniques ne sont pas réservées aux seules données textuelles. La transmission d'un fax par exemple utilise la technique de codage RLC car les lignes contiennent de longues séries de pixels blancs.

### 4.4.2 Compression audio

La représentation numérique de base est le **PCM** (Pulse Code Modulation). Elle n'est rien de plus que le signal échantillonné quantifié. Selon le niveau qualitatif souhaité, la fréquence d'échantillonnage sera choisie entre 7 et 78 [kHz]. La résolution sera comprise entre 8 et 16 bits.

D'autres techniques sont :

**DPCM** Par cette technique, la compression s'obtient en codant la différence entre deux valeurs échantillonnées successives plutôt que les valeurs elles-mêmes, ce qui nécessite un plus petit nombre de bits.

**ADPCM** Adaptive Differential Pulse Code Modulation. Il s'agit d'une technique de transformation d'un son analogique en valeurs numériques, avec compactage final de l'ordre de 2 à 4, selon l'algorithme utilisé. La méthode consiste à coder la différence entre un échantillon et la valeur prévisible de l'échantillon suivant. Elle est utilisée par plusieurs cartes son mais aussi dans les standards de l'ITU pour des transmissions téléphoniques numériques. Il existe trois variantes (A, B et C) de l'algorithme.

**Codage adaptatif.** Dans le cas particulier des signaux audio, on peut utiliser les caractéristiques psycho-acoustiques de l'oreille humaine pour définir des algorithmes plus efficaces encore. En effet, il se produit dans la perception auditive un effet de masquage par lequel les sons contenant des niveaux faibles ne sont pas perçus. En conséquence, avant la compression, on analyse le signal par bandes de fréquences dont on mesure le niveau. Les bandes contenant des signaux de faible amplitude sont supprimés. Plusieurs algorithmes de compression sont basés sur ce principe. Par exemple, le procédé MUSICAM a été choisi pour les compression des signaux audio dans le format MPEG-1.

**CELP** Code Excited Linear Predictor. Le principe de cette méthode est similaire à celui de l'ADPCM : on cherche à prévoir les échantillons suivants de manière à ne devoir coder que la différence. Plus la prédiction concorde avec la valeur échantillonnée et plus la différence sera faible. Utilisé pour des signaux de parole, le CELP comprend un algorithme de synthèse vocale en guise de prédiction. Ce type d'algorithme sert à obtenir des hauts taux de compression, pouvant conduire à des débits inférieurs à 20 [kb/s].

Voici quelques standards de compression numériques audio :

**TS GSM 06.10** Cette norme a été définie par l'ETSI pour le codage de parole pour GSM. Elle est conçue pour offrir un débit de 13 [kb/s] et se prête à des transmissions de mauvaise qualité.

**Famille G.72x** Cette famille de standards résulte de travaux de l'ITU<sup>3</sup> pour permettre des communications à bande étroite sur réseau téléphonique. Les standards peuvent être utilisés dans diverses applications allant de la voix par modem à la vidéoconférence où ils s'utiliseront en conjonction avec la norme H.261 de compression vidéo.

La norme G.721 fut la première norme pour coder la parole à 32 [kb/s] sur des canaux téléphoniques (de 300 à 3400 [Hz]). Elle fut remplacée en 1990 par la norme G.726 qui permet d'obtenir des débits de 16, 24, 32 et 40 [kb/s]. Ces deux normes utilisent la représentation ADPCM.

L'ITU développa ensuite la norme G.722 pour des canaux téléphoniques de 8 [kHz] de largeur de bande. Il s'agit d'une norme hybride qui découpe la bande de fréquences en deux parties : une bande de fréquences de 0 à 4 [kHz] et une autre de 4 [kHz] à 8 [kHz], toutes deux échantillonnées à 16 [kHz]. Ces deux bandes sont respectivement comprimées à 48 et 16 [kb/s] pour ne former qu'un flux unique à 64 [kb/s] en sortie de l'encodeur.

Pour des débits plus faibles, il existe la norme G.728 qui fournit des résultats au moins aussi bon que la norme G.721 mais à un débit de 16 [kb/s]. Cette performance est obtenue en remplaçant le codeur ADPCM par un codeur CELP.

---

<sup>3</sup><http://www.itu.int>

L'ITU a défini la norme H.324 de vidéoconférence pour des débits inférieurs à  $64 \text{ [kb/s]}$ . Elle inclut la norme G.723, qui dans son mode à  $6,3 \text{ [kb/s]}$  fournit des résultats similaires au mode  $32 \text{ [kb/s]}$  de la norme G.726.

Un consortium de fabricants a décidé de recourir à la norme G.723 pour permettre des communications par Internet dans le cadre de la norme H.323 qui n'est autre que le pendant de la norme H.324 pour des réseaux à qualité de service inférieure. Une version améliorée a encore été développée ; il s'agit de la norme G723.1.

Le tableau 4.1 reprend les techniques de compression pour la voix.

| Standard | Technique de compression          | Débit $\text{[kb/s]}$ | Qualité             | Applications typiques                   |
|----------|-----------------------------------|-----------------------|---------------------|---|
| G.711    | PCM + quantification non-linéaire | 64                    | bonne               | Téléphonie PSTN/ISDN                    |
| G.721    | PCM différentiel adaptif (ADPCM)  | 32<br>16              | bonne<br>correcte   | Téléphonie à débit réduit               |
| G.722    | ADPCM avec codage en sous-bandes  | 64<br>56/48           | excellente<br>bonne | Audio-conférence                        |
| G.726    | ADPCM avec codage en sous-bandes  | 40/32<br>24/16        | bonne<br>correcte   | Téléphonie à débit réduit               |
| LPC-10   | Codage prédictif linéaire (LPC)   | 2,4/1,2               | pauvre              | Téléphonie dans les réseaux militaires  |
| G.728    | Codage à excitation LPC (CELP)    | 16                    | bonne               | Téléphonie faible délai / faible débit  |
| G.729    | CELP                              | 8                     | bonne               | Téléphonie dans les réseaux radio       |
| G.729(A) | CELP                              | 8                     | bonne               | Téléphonie et données (Fax) simultanées |
| G.723.1  | CELP                              | 6,3<br>5,3            | bonne<br>correcte   | Vidéo et Internet<br>Téléphonie         |

TAB. 4.1 – Résumé des standards de compression de la voix et leurs applications (d'après [8, page 233]).

**MPEG-1 audio.** La norme de codage audio comprise dans MPEG-1 part d'un découpage en une série de 32 canaux fréquentiels de bande étroite, appelés sous-bandes. La figure 4.4 montre le schéma simplifié du codeur MPEG-1.

Dans un tel schéma, chaque sous-bande est traitée indépendamment. Les signaux PM à l'entrée ont été échantillonnés à 32, 44.1 ou  $48 \text{ [kHz]}$  sur 16 ou 20 bits. La première étape consiste à découper le signal en 32 sous-bandes, chacune étant par la suite sous-échantillonnée par un facteur 32 (notation  $32 \downarrow$  sur le dessin). Suit alors une mise à niveau des 32 signaux de sortie, qui sont ensuite quantifiés et codés. Le modèle psycho-acoustique MUSICAM (cf. supra) est la partie qui utilise les effets de masquage pour augmenter

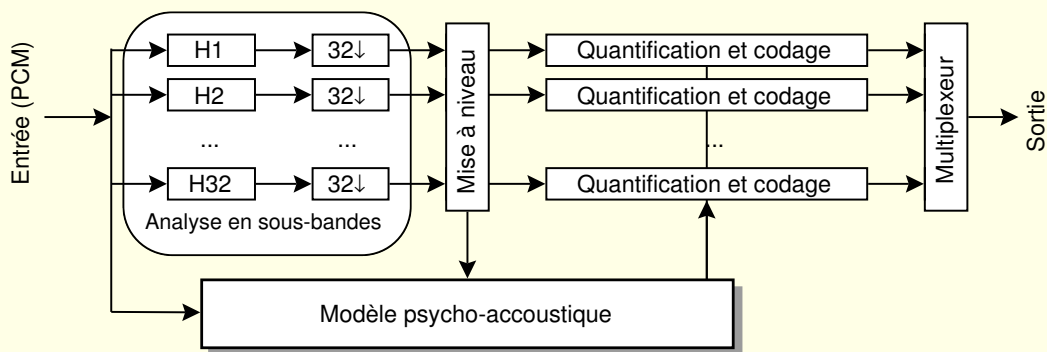


FIG. 4.4 – Schéma simplifié d'un encodeur audio MPEG-1.

l'efficacité de codage sans altérer la perception des sons. Il agit sur la quantification et le codage de chacune des sous-bandes.

La partie audio (partie 3) de la norme MPEG-1 sert au codage de son au format MP3.

Le standard de compression audio de MPEG-2 est une extension de la norme MPEG-1. On y a ajouté la possibilité de représenter jusqu'à 5 signaux haute fidélité, un support pour plusieurs langues, des modes de compression à bas débit (pouvant aller jusqu'à 8 [kb/s]) et des fréquences d'échantillonnages supplémentaires. Ces extensions ne remettent pas en cause la compatibilité ascendante du standard car un décodeur MPEG-2 est capable, dans ce mode étendu, de décoder les signaux MPEG-1. Toutefois, un nouveau mode, non compatible, fait également partie de la norme.

Le format MP3, bien que largement répandu, n'en reste pas moins soumis à des contraintes. C'est la raison pour laquelle certains ont développé des formats basés sur des technologies libres de tout droit. Ainsi, la technologie Vorbis sert de base au format OGG VORBIS<sup>4</sup> destiné à remplacer le format MP3.

**AC-3.** Le système AC-3 développé par DOLBY est du même type que MPEG-1 : découpage en sous-bandes et modèle psycho-acoustique. Il a été inclus dans les spécifications DAVIC qui définissent les services de distribution de télévision numérique.

La figure 4.5 montre une logiciel applicatif audio typique. La fenêtre principale de ce logiciel mentionne le débit et la fréquence d'échantillonnage.

#### 4.4.3 Le délicat problème de la protection des droits d'auteur

Le diagramme de la figure 4.6 reprend une série de représentations de signaux sonores.

L'abondance de formats distincts pose problème car il est techniquement difficile de protéger un signal sous toutes ses formes.

<sup>4</sup><http://www.vorbis.com>





FIG. 4.5 – Exemple de panneau d'application audio.

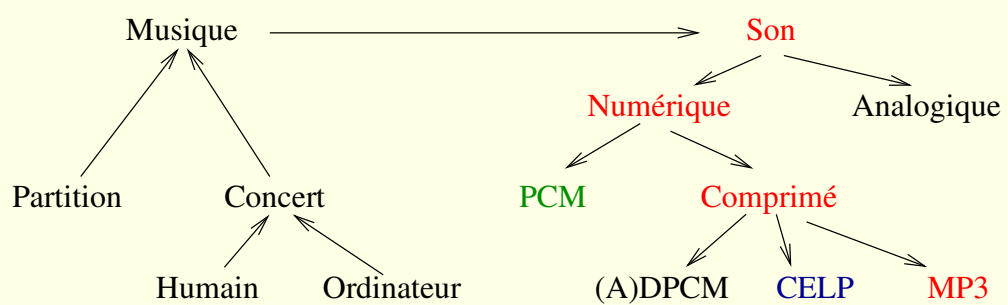


FIG. 4.6 – L'ensemble des techniques de représentation d'un signal audio.

#### 4.4.4 Compression image

Différentes méthodes sont utilisées pour la compression d'images fixes, les plus simples se contentant de réduire le nombre de bits servant à coder les couleurs de base (RGB).

L'ISO et l'ITU ont été à l'origine de plusieurs initiatives pour définir une norme pour la compression des images. Les images ne contenant que deux couleurs (noir et blanc) sont traitées par des algorithmes de type RLC (cf. page 72). C'est le cas des algorithmes utilisés pour la transmission de fax (fax groupe 3 et 4).

La tâche est nettement plus ardue lorsqu'il s'agit de coder des images naturelles en couleur. Le groupe JPEG de l'ISO a relevé ce défi. Le principe de la norme de codage JPEG est le suivant (le schéma de la figure 4.7 illustre le mécanisme de compression et de décompression sous forme graphique) :

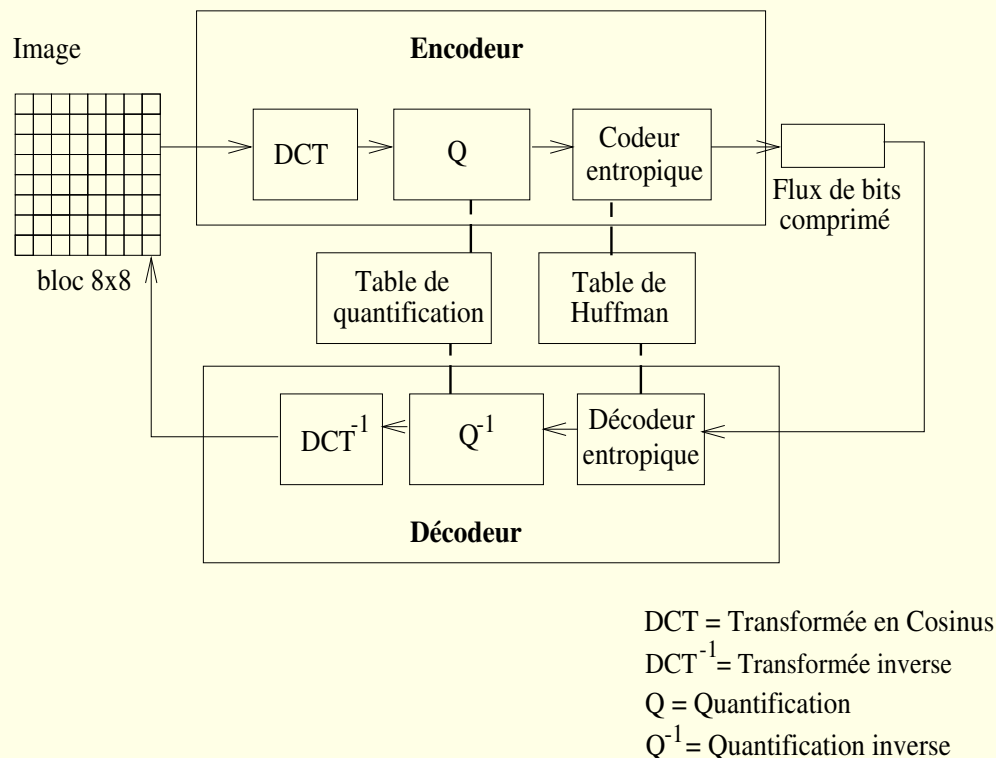


FIG. 4.7 – Codec (codeur-décodeur) JPEG.

1. L'image est tout d'abord convertie au format  $YC_bC_r$  pour des raisons d'efficacité de codage.
2. Le signal de luminance ( $Y$ ) et les signaux de chrominance sont ensuite divisés en blocs de  $8 \times 8$  pixels.
3. On applique une analyse fréquentielle, appelée Transformée en Cosinus Discrète ou Discrete Cosine Transform (DCT), dont le principe est similaire à celui de l'analyse de FOURIER, à chaque bloc de 64 pixels. On passe ainsi d'une représentation spatiale de 64 pixels

à une représentation fréquentielle avec une composante continue donnant le niveau moyen du bloc.

4. Les coefficients de la représentation fréquentielle sont quantifiés avec une précision plus faible pour les hautes fréquences étant donné que l'œil ne les perçoit pas.
5. Un codage entropique de HUFFMAN (codage sans perte) est finalement appliqué aux coefficients.

Avec JPEG, des taux de compression de l'ordre de 10 sont possibles sans altération visible de l'image. La figure 4.8 montre différentes images et les taux de compression respectifs.

JPEG peut fonctionner suivant différents modes, séquentiel, progressif ou hiérarchique.

- Le mode séquentiel est le mode de fonctionnement habituel et le plus performant du point de vue de l'efficacité de codage. Il consiste à coder bloc après bloc en partant du coin supérieur gauche.
- Dans le mode progressif, l'encodeur parcourt plusieurs fois l'image et ajoute des détails au fil des parcours. Par exemple, lors du premier parcours, seule la valeur de la composante continue de chaque bloc est rendue à l'écran. Viennent ensuite les signaux à basse fréquence puis finalement les petits détails.
- Quant au mode hiérarchique, il revient à traiter l'image comme une série d'images à plusieurs niveaux de résolution dont la recombinaison reproduit l'image originale.

Le mode séquentiel est préférable au mode progressif du point de vue de l'efficacité de compression alors que la visualisation d'une image au format progressif offre plus de confort. Le mode hiérarchique sert principalement à assurer la compatibilité entre terminaux capables de projeter des images de taille différente. Ainsi, un écran de téléviseur PAL traitera seulement une partie du flux binaire d'un signal de télévision à haute définition, à l'inverse d'un téléviseur à haute définition qui traitera l'ensemble du même flux binaire.

## Norme JPEG2000

Le comité de normalisation JPEG a entrepris des travaux pour définir une nouvelle norme de compression image. Cette norme, appelée JPEG2000, est basée sur le principe de codage en ondelettes. La norme permet également de compresser prioritairement une zone spécifique de l'image appelée région d'intérêt (Region of Interest, ROI). Cette notion est illustrée à la figure 4.9.

## Autres formats

Pour coder des graphiques et des images simples, on a vu apparaître le format GIF (Graphics Interchange Format), abondamment utilisé sur le réseau Internet. Le mode de compression du format GIF est basé sur l'algorithme LZW. Il ne s'agit néanmoins pas d'un standard. Ces formats sont décrits à la section ??.



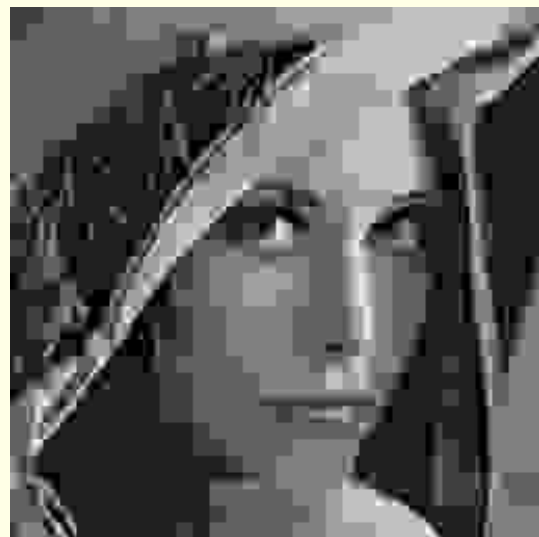
(a)



(b)



(c)



(d)

FIG. 4.8 – (a) image originale, (b-c-d) images comprimées avec des taux de compression respectifs de 14, 23 et 41.

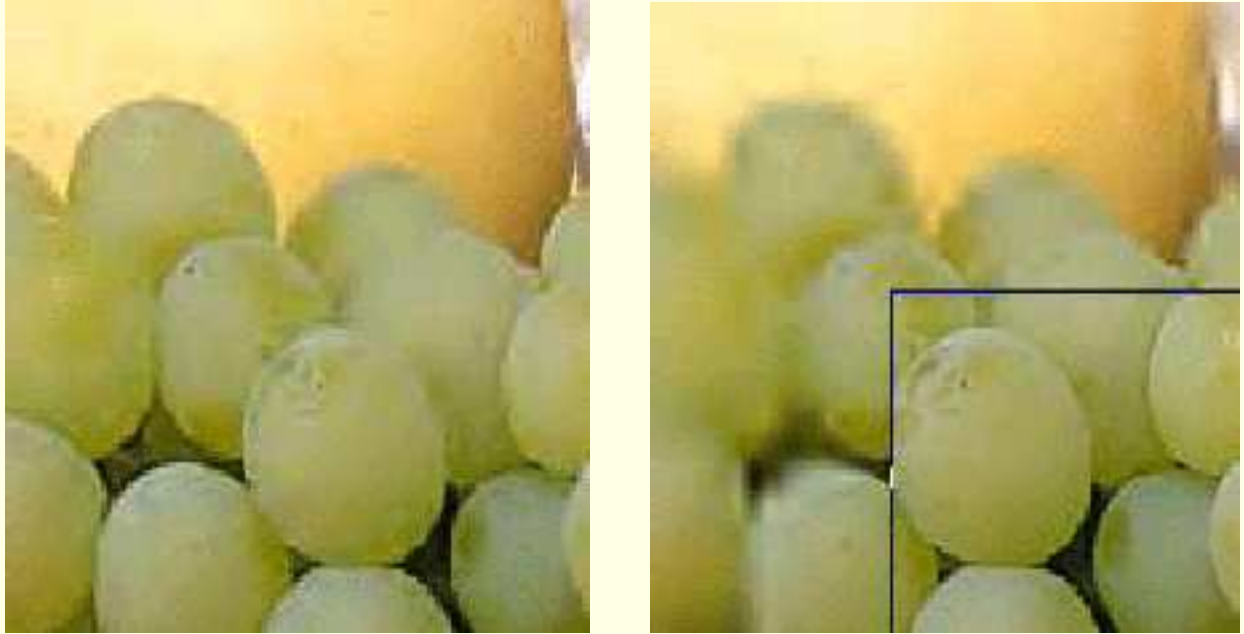


FIG. 4.9 – Deux images comprimées avec un même taux de compression ; la seconde concentre l'effort de compression dans une région d'intérêt.

#### 4.4.5 Compression vidéo

Vu la quantité d'information que représente une séquence vidéo, la complexité d'un codeur-décodeur (codec) vidéo est d'un autre ordre de grandeur que celui pour image fixe. Il existe plusieurs normes de compression vidéo dont les plus connues et les plus utilisées appartiennent aux familles H.26x et MPEG-x.

Toutes ces techniques exploitent deux types de redondance : la redondance entre blocs voisins d'une même image et la redondance entre images successives. Elles donnent respectivement naissance aux techniques de codage *intra* et *inter*.

Pour le codage *intra*, le problème s'apparente à celui de JPEG puisqu'il n'y a qu'une image à considérer. De fait, on supprime la redondance en exploitant les caractéristiques d'une transformée en cosinus discrète (DCT), tout comme pour JPEG. La mise au point d'une méthode capable d'exploitation de la redondance entre images successives fut plus laborieuse. L'idée imaginée pour la première fois dans le codeur H.261 consiste à prédire les images suivantes, appelées *trames* dans le jargon du codage d'image, à partir de l'image traitée. Il y a donc une distinction entre l'image codée en *intra* (trame **I**) et l'image prédite (trame **P**). Dans MPEG, on fait mieux encore puisqu'on définit des *trames B* qui se situent entre des trames **I** et **P**. Les trames **B** sont prédites à la fois à partir d'une image précédente mais aussi d'une image suivante.

Le dessin de la figure 4.10 permet de comprendre le mécanisme. Au départ, on code une image **I**. Cette image ne fait aucune référence à une autre image. À partir de cette image, l'algorithme de l'encodeur calcule une prédiction et code la différence entre la prédiction et l'image ;

c'est une image P. Cette image P sert elle même à prédire une autre image P, jusqu'à ce qu'il soit décidé de coder à nouveau une image I. Entre les images I et P, on utilise la prédiction bi-directionnelle cette fois sur base des images P ou I les plus proches. C'est ainsi qu'on parvient à glisser deux images B entre des images I et P sans dégradation perceptible de la séquence. L'ensemble constitué d'une image I et des images prédites est appelé Group of Pictures (**GOP**).

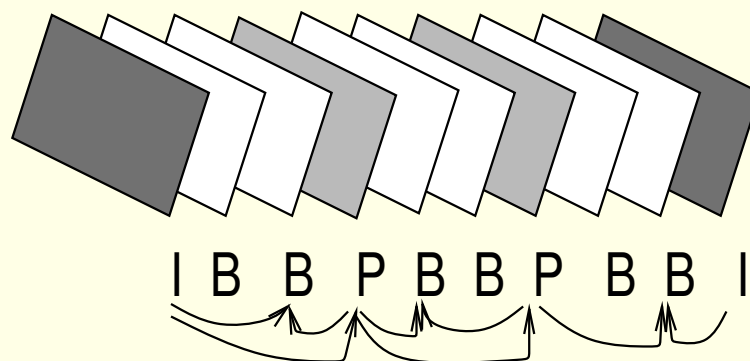


FIG. 4.10 – Schéma de codage temporel dans MPEG.

Plutôt que de décrire les normes en détail, ce qui nous mènerait trop loin, nous avons résumé les principales caractéristiques des normes H.261 et **MPEG-1** dans le tableau suivant :

|                   | MPEG-1                   | H.261  |
|-------------------|--------------------------|--|
| Application       | édition                  | transmission en temps réel   |
| Taille de l'image | $\leq 4095 \times 4095$  | $352 \times 288$ ( <b>CIF</b> )<br>ou $176 \times 144$ ( <b>QCIF</b> ) |
| Débit             | $\pm 1.5 [Mb/s]$         | multiple de $64 [kb/s]$  |
| Types d'images    | I, P, B                  | I, P   |
| Modèle de couleur | $YC_bC_r$                | $YC_bC_r$  |
| Complexité        | élevée                   | moyenne  |
| Mémoire           | jusqu'à plusieurs images | une image  |

### Multiplexage des données

Il ne suffit de pas créer un flot de bits, appelé flux ou bitstream, comprimé par signal composant la séquence audio-visuelle pour arriver à un flux complet. Il faut également entrelacer les données ; ce problème est illustré à la figure 4.11. La manière de constituer le flux binaire est spécifié par toute norme de compression.

### MPEG-2 : les notions de profils et de niveaux

La norme **MPEG-2** est le résultat de la seconde phase de travaux menés par le groupe MPEG de l'**ISO**. À l'origine, il s'agissait de définir une norme permettant le codage de signaux à haute

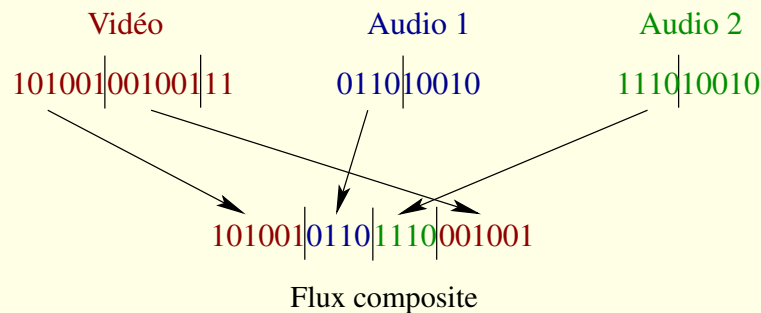


FIG. 4.11 – Multiplexage : création d'un flux composite.

définition et de qualité studio, ce qui n'était pas possible avec **MPEG-1**. Au fil des travaux, il fut décidé de normaliser une série d'outils fonctionnant au choix suivant des profils (profiles en anglais) et des niveaux (levels en anglais). Un profil spécifie une syntaxe de flux de bits (bitstream) ainsi qu'un jeu de contraintes propres à une application. Les niveaux représentent eux la résolution de l'image. Ainsi, le main level est défini pour des images au format **CCIR601** –la norme CCIR601 spécifie le format des images numériques de qualité studio. Le décodeur le plus usuel est dénommé MP@ML pour main level@main profile.

La norme **DMB**, qui couvre tous les aspects (transmission, sécurité, compression, etc) de la **diffusion** de signaux de télévision numérique terrestre ou par satellite, englobe la majorité des éléments de la norme MPEG-2.

## MPEG-2 : “program stream” et “transport stream”

**MPEG-2** a aussi apporté une autre nouveauté à savoir la distinction entre “program stream” et “transport stream”. Le program stream est un flux tel qu'il se présente habituellement. Le transport stream est un flux adapté à des conditions de transmission particulièrement sévères ; par exemple, ce flux est divisé en paquets d'une taille fixe de 288 bytes. Dans des services distribués par satellite, on doit obligatoirement utiliser un transport stream sous peine d'avoir un service de qualité inacceptable. Dans le même état d'esprit, l'ITU a produit la norme H.263 pouvant travailler à des débits inférieurs à  $64 [kb/s]$ , objectif que cherche à atteindre l'ISO, dans un cadre plus générique, à travers la définition de la norme **MPEG-4** actuellement en cours de développement.

## MPEG-4 : une norme pour les faibles débits

Pour des applications professionnelles de télévision, MPEG-2 est la solution la plus utilisée. Il n'est cependant pas possible de produire des signaux à quelques  $[kb/s]$  avec cette norme. Pour les faibles débits, on a développé la norme **MPEG-4**. L'objectif de cette norme était ambitieux ; MPEG-4 couvre toute la plage des débits inférieurs à  $1 [Mb/s]$ , pour permettre également le codage de signaux de synthèse et offrir des fonctionnalités de manipulation du contenu vidéo.



La technologie **divX** (cf. le site [DivX<sup>5</sup>](http://www.divx.com)) définit un format de compression de séquences audio-visuelles largement inspiré de MPEG-4.

### **MPEG-7 : une norme pour caractériser le contenu vidéo**

Les travaux relatifs à MPEG-4 étaient à peine terminés que démarraient déjà ceux de MPEG-7. **MPEG-7** vise à normaliser des descriptions du contenu audio-visuel. Dans une chaîne typique de traitement où interviendrait MPEG-7, on aurait alors une extraction des caractéristiques d'une scène, la représentation de ces caractéristiques par MPEG-7 et enfin la possibilité d'effectuer des recherches avec des outils spécifiques. La norme finale s'avère intéressante pour des applications interactives de configuration statique. La gestion dynamique de la configuration est malaisée car il faut redéfinir et valider des schémas de description de contenu.

### **MPEG-21 : une norme pour interfacer des objets multimédia**

Cette norme vise à permettre l'interfaçage d'objets multimédia au sens large. On peut la voir comme une extension de la norme MPEG-7.

### **Codeurs en cascade et transcodage**

La conversion entre formats vidéo est un thème délicat. En effet, il est rare que le producteur connaisse le type de réseau utilisé pour la transmission du signal audio-visuel. Or, les débits en jeu sont énormes ; il faut à la fois pouvoir stocker les documents et les transmettre. Une première solution consiste à archiver en comprimant sans perte. Cette solution est malheureusement inutilisable dans la majorité des cas. L'alternative consiste à coder à un débit élevé (avec perte) mais largement au-delà du débit nécessaire à la transmission, le signal à transmettre étant obtenu à partir de la version codée intermédiaire. Cette opération porte le nom de **transcodage**. Elle est illustrée à la figure 4.12.

Le transcoding est problématique pour deux raisons :

1. le second codeur code les défauts de la séquence produite par le premier codeur, ce qui introduit une perte de qualité par rapport à un codage direct vers le débit final.
2. un encodeur est optimisé pour coder une séquence originale ayant certaines propriétés statistiques. Une modification des propriétés statistiques de ce codeur introduit une perte de qualité tout à fait générale.

Aussi, dans la mesure du possible, est-il conseillé d'opter pour une compression en une étape unique.

### **Marquage et chiffrement**

Différentes techniques ont été proposées pour protéger une œuvre. De nombreux constructeurs misent sur l'ajout de filigranes dans le contenu. Cette opération porte le nom d'aquamarquage

---

<sup>5</sup><http://www.divx.com>



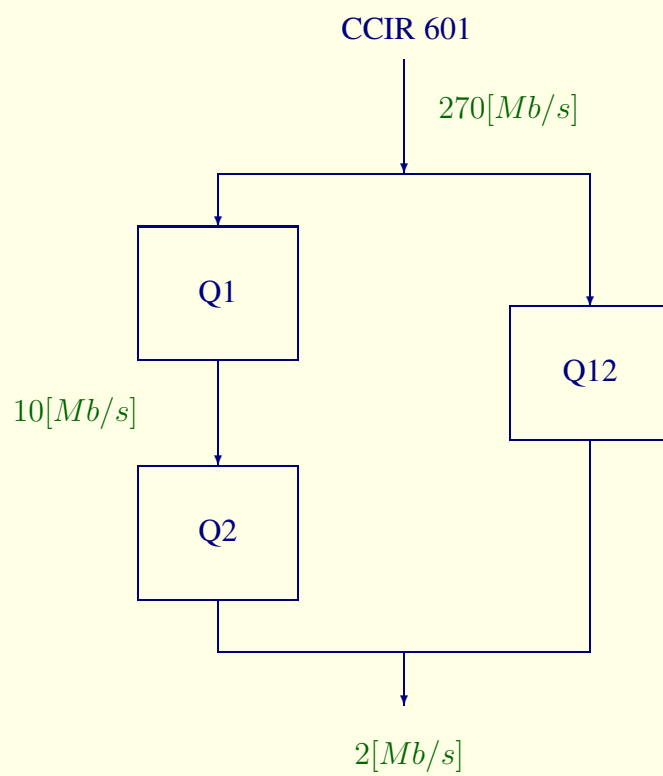


FIG. 4.12 – Transcodage (branche de gauche).

ou **watermarking** . Le principe de la technique est illustré à la figure 4.13. Un filigrane est inséré dans le contenu audio-visuel à l'émetteur. Ce filigrane, invisible et inaudible, accompagne le signal utile jusqu'au récepteur.

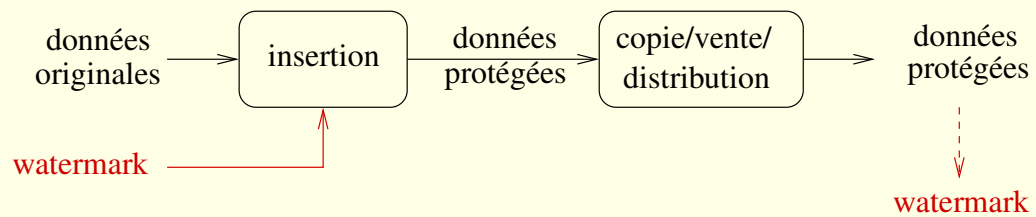


FIG. 4.13 – Schéma d'un processus de protection par watermarking.

La protection peut aussi s'effectuer par chiffrement. Le chiffrement peut être total ou partiel tel que représenté à la figure 4.14.

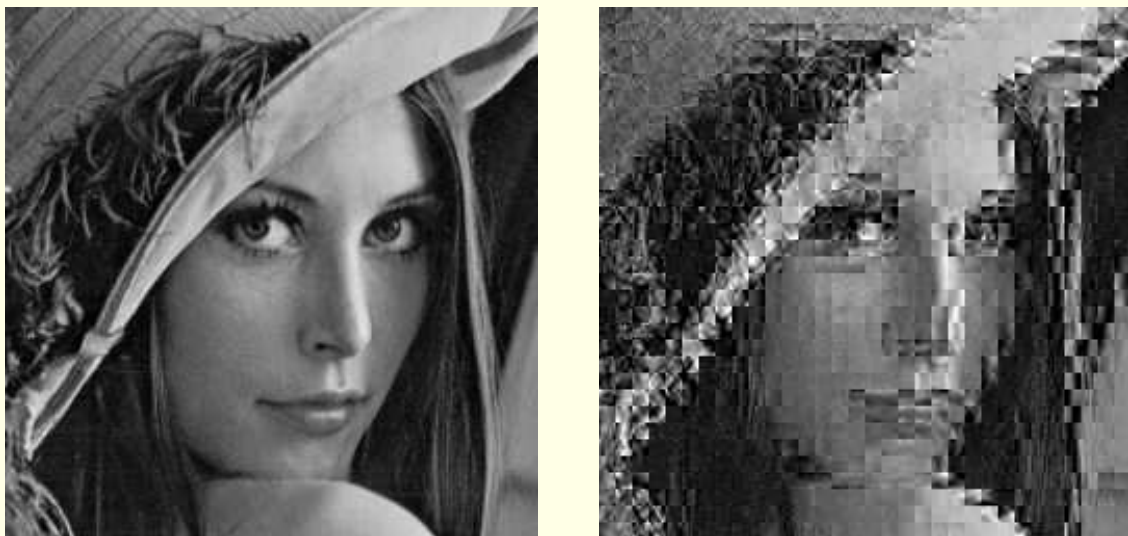


FIG. 4.14 – Une image originale et une image partiellement chiffrée.

# Chapitre 5

## Modulation d'onde continue

### 5.1 Introduction

On se trouve devant le problème de transmettre une information représentée par un signal  $x(t)$ , qui sera appelé **signal modulant**. Il peut s'agir d'un signal analogique ou numérique, avec au départ un contenu physique de type parole, texte ou vidéo. Mais nous apprendrons bien vite que les techniques de modulation ou de multiplexage permettent de construire des signaux qui mélangent plusieurs types d'information –ces signaux sont appelés **signaux composites**–, ou plusieurs signaux d'un même type. Le signal modulant peut dès lors être lui-même un signal composite, ce qui signifie qu'en amont on a déjà procédé, pour le construire, à des opérations de modulation ou de multiplexage.

Le signal modulant  $x(t)$  est souvent représenté par une tension dont l'ensemble des valeurs possibles est soit pris dans un intervalle continu, soit qu'il se compose d'une série de valeurs discrètes, deux dans le cas binaire.

#### 5.1.1 Hypothèses

Quel que soit le cas de figure, le signal modulant est supposé satisfaire aux deux exigences suivantes :

- Il est borné. D'où il existe une borne supérieure de l'amplitude du signal modulant

$$\forall t, |x(t)| \leq x_{\max} \quad (5.1)$$

À partir de cette hypothèse, il est commode de normaliser l'amplitude, en divisant la tension initiale par la valeur maximale, ce qui, somme toute, n'affecte pas l'information contenue dans le signal. Nous utiliserons donc un **signal modulant normalisé**  $m(t)$  défini par l'expression

$$m(t) = \frac{x(t)}{x_{\max}} \quad (5.2)$$

Cela étant, on peut encore distinguer

- les signaux modulateurs non négatifs, comme les signaux vidéo ou les signaux binaires pour lesquels la tension est toujours positive.
- les signaux modulateurs alternatifs, pour lesquels  $-1 \leq m(t) \leq 1$ . Appartiennent à cette catégorie, les signaux sonores ou les composantes de différence de couleur d'un signal vidéo.

Le fait qu'un signal soit alternatif ne signifie pas pour autant qu'il ne contienne pas de composante continue. Pour s'en convaincre, il suffit de prendre un signal alternatif binaire pour lequel les deux états 0 et 1 ne seraient pas équiprobables. Mais comme la composante continue ne constitue pas un signal d'information intéressant et que sa présence entraîne un surcoût de puissance, on fait en sorte de la supprimer dans bon nombre d'applications. Les signaux sonores, les composantes de différence de couleur, et aussi la quasi-totalité des signaux modulateurs de nature composite sont dépourvus de composante continue.

- Le signal modulant  $m(t)$  est à spectre limité, c'est-à-dire qu'il existe une fréquence telle que la transformée de FOURIER du signal modulant, supposée existante, satisfasse à la condition

$$\mathcal{M}(f) = 0 \quad \text{si} \quad |f| > W \quad (5.3)$$

On ne peut jamais imposer strictement cette condition puisqu'elle revient à exiger que le signal soit à durée infinie. C'est néanmoins une hypothèse raisonnable car les signaux réels ont des composantes spectrales négligeables au-delà d'une certaine fréquence. Du reste, sous peine d'effets indésirables d'intermodulation ou de saturation, on est presque toujours amené à traiter les signaux modulateurs par un filtrage passe-bas limitant leur spectre en entrée.

**Définition 28** Dès lors que l'intervalle de fréquences est borné par la fréquence  $W$ , on appelle bande de base l'intervalle de fréquences  $[0, W]$ .

Le fait que nous ayons à traiter des signaux réels n'est pas sans importance. En effet, leur transformée de FOURIER est telle que la partie réelle est paire et la partie imaginaire impaire ; on dit alors que la transformée de FOURIER est paire, étant entendu qu'on considère le complexe conjugué. Cette propriété sera conservée tant qu'il s'agira d'un processus réalisable sur des signaux réels.

### 5.1.2 Modulation d'une porteuse sinusoïdale

Historiquement, le problème de la modulation s'est posé dès les débuts de l'ère de la radio ; on doit à MARCONI la réalisation de premières transmissions radio. La "haute" fréquence était un signal à quelques  $kHz$  auquel on voulait imprimer des variations définies par un signal modulant. Cette sinusoïde de référence<sup>1</sup> est appelée porteuse et notée  $c(t)$

$$c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \phi_c) \quad (5.4)$$

---

<sup>1</sup>Par abus de langage, on parle de sinusoïde de référence alors qu'il s'agit d'une cosinussoïde.

Pour superposer l'information, on peut agir sur différents paramètres de la porteuse : l'amplitude  $A_c$ , la fréquence  $f_c$  ou la phase  $\phi_c$ . D'une manière générale, la modulation consiste à remplacer une de ces caractéristiques par une fonction linéaire de  $m(t)$ . Le signal résultant est appelé signal modulé (cf. figure 5.1). Si le signal modulant  $m(t)$  est continu, on parle de modulation d'onde continue. On pourrait attribuer des valeurs constantes à  $m(t)$  pendant un certain intervalle de temps, ce qui reviendrait alors à effectuer une modulation numérique.

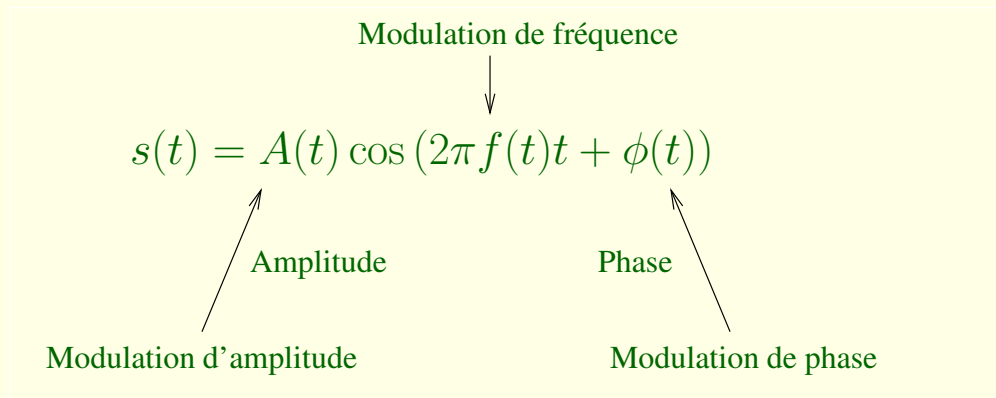


FIG. 5.1 – Paramètres d'un signal modulé.

Les modulations de porteuses sinusoïdales sont de loin les plus utilisées. Cela est dû à l'importance des systèmes linéaires. En effet, un système linéaire n'introduit pas de fréquences en dehors de la bande de fréquences originale. Remarquons toutefois que modifier, même linéairement, la fréquence ou la phase de la porteuse ne signifie pas pour autant que l'étage de modulation soit linéaire. Par ailleurs, la majorité des circuits de modulation ou de démodulation incluent des opérations non linéaires.

Il faut encore préciser qu'en plus de la contrainte d'un signal modulant à spectre limité, on impose que le contenu fréquentiel du signal modulant soit raisonnablement petit par rapport à la fréquence porteuse  $f_c$ , à savoir  $W \ll f_c$ . Il va de soi que, sans cette dernière contrainte, on aurait des phénomènes de battement qui résulteraient en une forte interaction entre le signal modulant et la porteuse.

## 5.2 Modulation d'amplitude

La modulation d'amplitude classique, dite A3 dans le domaine des radiocommunications, fut historiquement la première. Toutefois, en raison de sa faible efficacité, elle fut progressivement délaissée au profit d'autres techniques de modulation d'amplitude ou de modulations angulaires.

### 5.2.1 Modulation d'amplitude classique

Considérons la porteuse sinusoïdale  $c(t)$  définie par

$$c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) \quad (5.5)$$

pour laquelle nous avons pris le choix d'une phase de référence arbitrairement nulle ( $\phi_c = 0$ ). Soit  $m(t)$  le signal en bande de base représentant le message, c'est-à-dire l'information que l'on désire transmettre. On suppose, a priori, que le système générant la porteuse  $c(t)$  est totalement indépendant du message  $m(t)$ .

**Définition 29** *La modulation d'amplitude, dite modulation AM pour Amplitude Modulation, est le processus par lequel l'amplitude de la porteuse  $c(t)$  varie linéairement avec le signal modulant  $m(t)$ .*

Après modulation, le signal modulé  $s(t)$  est décrit par la fonction

$$s(t) = A_c (1 + k_a m(t)) \cos(2\pi f_c t) \quad (5.6)$$

$$= A_c \cos(2\pi f_c t) + k_a A_c m(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (5.7)$$

L'amplitude instantanée est donc rendue proportionnelle au signal modulant, et vaut

$$A(t) = A_c (1 + k_a m(t)) \quad (5.8)$$

L'amplitude instantanée  $A(t)$  fluctue entre les limites  $A_c(1 \pm k_a)$  pour un signal modulant alternatif. La figure 5.2 illustre le procédé et montre respectivement la porteuse, le signal modulant normalisé et le signal modulé.

Dans la situation normale de la modulation d'amplitude, la fréquence porteuse est beaucoup plus grande que la fréquence maximale de la bande de base  $W$  ; la modulation correspond donc à une variation lente de l'amplitude instantanée. La constante  $k_a$  est appelée taux de modulation ; elle doit rester inférieure à l'unité sous peine d'engendrer un effet de surmodulation tel qu'illustré à la figure 5.3.

**Surmodulation.** L'exemple d'un fonctionnement normal (figure 5.2) suppose que l'amplitude de  $k_a m(t)$  soit inférieure à l'unité, c'est-à-dire

$$\forall t, |k_a m(t)| < 1 \quad (5.9)$$

ce qui se traduit par une amplitude instantanée de  $s(t)$  positive.

La figure 5.3 illustre l'effet de surmodulation qui intervient lorsque le taux de modulation est trop grand, si bien que  $|k_a m(t)| > 1$  pour certaines valeurs de  $t$ . On voit naître un phénomène d'inversion de la phase de  $s(t)$  pour tout passage à zéro de la fonction  $1 + k_a m(t)$ . Le signal modulé  $s(t)$  présente alors ce qu'on appelle de la distorsion d'enveloppe.

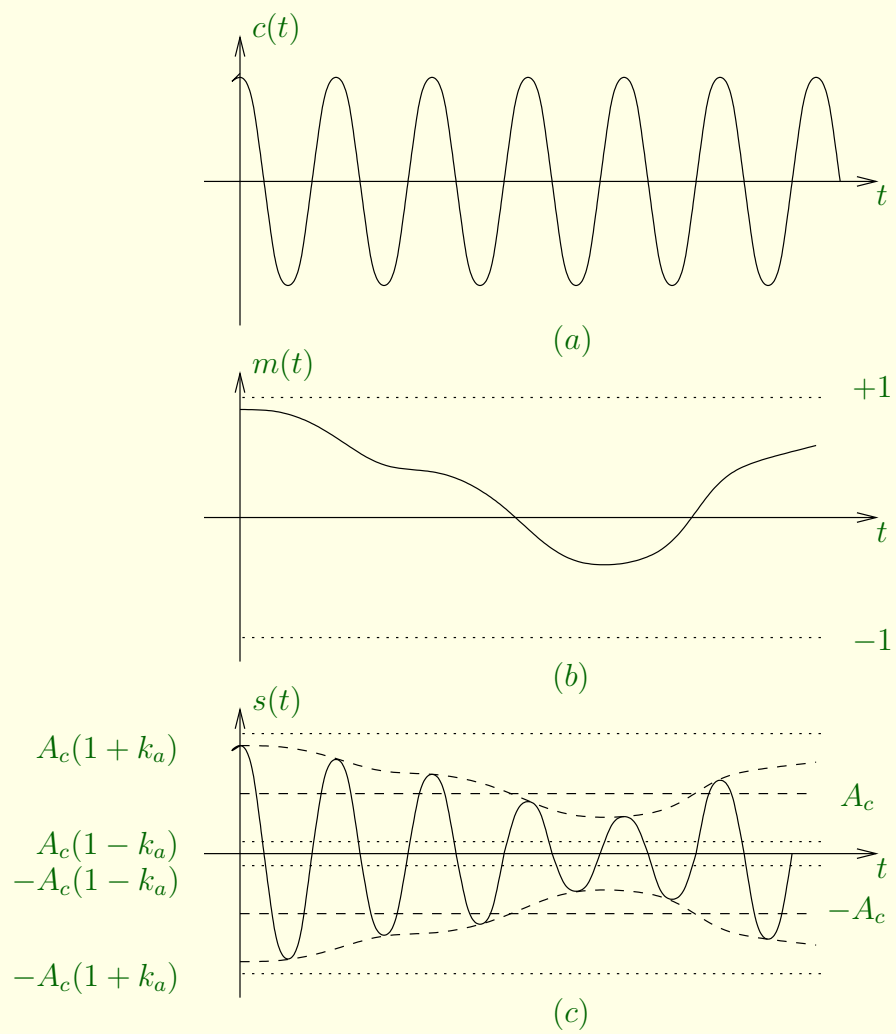
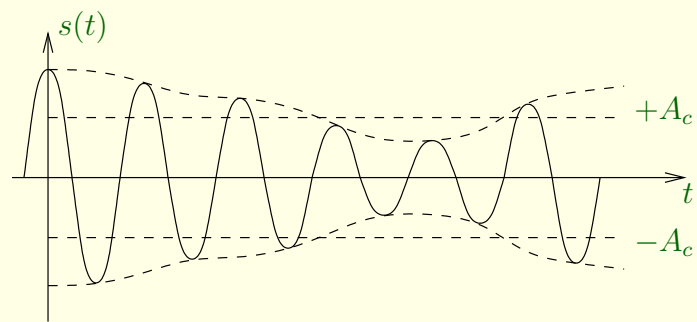
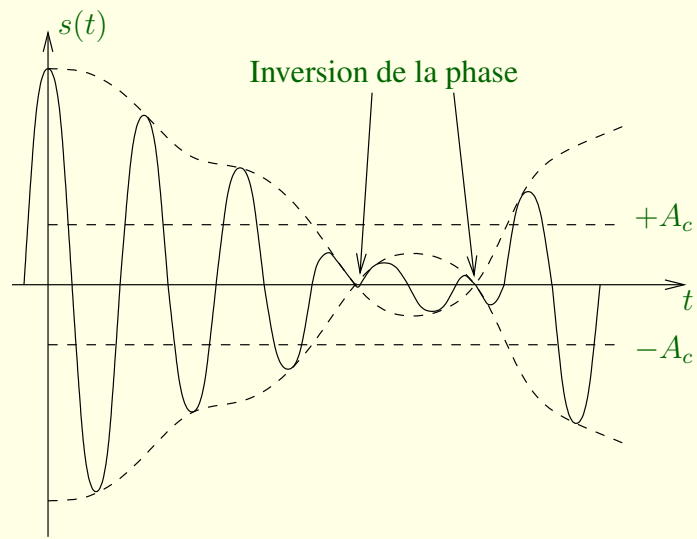


FIG. 5.2 – Illustration de la modulation d'amplitude classique.



(a)



(b)

FIG. 5.3 – Surmodulation : (a)  $|k_a m(t)| < 1$ , (b)  $|k_a m(t)| > 1$ .



## 5.2.2 Analyse spectrale

Soient  $m(t)$  un signal en bande de base et  $\mathcal{M}(f)$  le spectre du signal, autre dénomination pour sa transformée de FOURIER. Selon les propriétés de la transformée de FOURIER, le spectre du signal modulé vaut

$$\mathcal{S}(f) = \frac{A_c}{2} [\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] + \frac{k_a A_c}{2} [\mathcal{M}(f - f_c) + \mathcal{M}(f + f_c)] \quad (5.10)$$

Les signaux modulant et modulé étant réels, leur transformée de FOURIER est paire. Le spectre du signal modulé comprend deux raies de DIRAC flanquées de deux bandes latérales obtenues par translation du spectre du signal modulant. Les bandes latérales correspondent bien évidemment à la transformée de FOURIER du terme  $k_a A_c m(t) \cos(2\pi f_c t)$ , c'est-à-dire au produit du signal modulant par la porteuse.

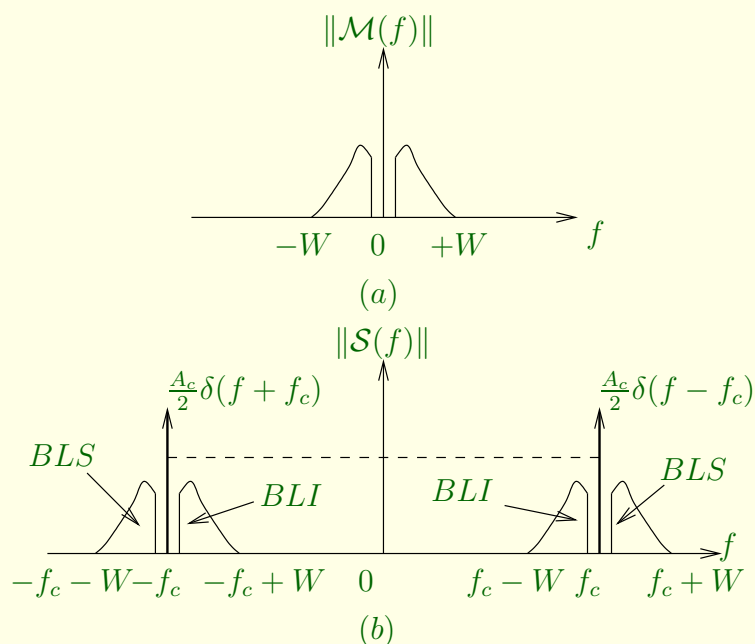


FIG. 5.4 – Spectres de fréquence : (a) signal en bande de base, (b) signal modulé.

Soit  $W$  la bande de base du spectre du signal modulant  $m(t)$ . La figure 5.4 représente à la fois le spectre de  $m(t)$  et le spectre du signal modulé en amplitude correspondant, où l'on a supposé que  $f_c \gg W$ . On remarque que la moitié du spectre du signal modulant  $m(t)$  correspondant aux fréquences négatives (de  $-W$  à  $0$ ), apparaît telle quelle dans le spectre du signal modulé  $s(t)$ . La bande passante requise pour le signal modulé est donc égale à deux fois la bande de base.

Il est clair que ce sont les bandes latérales qui portent l'information contenue dans le signal modulant. La raie porteuse, quant à elle, ne porte aucune information spécifique.

Pour les fréquences positives de  $\mathcal{S}(f)$ , la portion du spectre située au-dessus de la fréquence porteuse  $f_c$  est appelée bande latérale supérieure (BLS) et la portion du spectre située en-dessous

de  $f_c$  est appelée bande latérale inférieure (BLI). Pour les fréquences négatives, la bande latérale supérieure est représentée par la portion du spectre située en-dessous de  $-f_c$  et la bande latérale inférieure par la portion située au-dessus de  $-f_c$ . Il n'y a pas de recouvrement entre les bandes latérales à condition que  $f_c > W$ .

La radiodiffusion en grandes ondes (150-285 [kHz]), en ondes moyennes (525-1605 [kHz]) et en ondes courtes (jusqu'à 30 [MHz]) utilise la modulation d'amplitude A3. La bande de base est limitée à 4,5 [kHz] et la largeur d'un canal radio est donc de 9 [kHz].

### 5.2.3 Répartition de puissance

À un facteur de normalisation près, la puissance de la porteuse non modulée, qui est aussi la puissance de la raie porteuse dans le spectre du signal modulé, vaut  $P_c = A_c^2/2$ . Quant à la puissance instantanée, par définition elle vaut

$$p(t) = s^2(t) \quad (5.11)$$

$$= A_c^2 (1 + k_a m(t))^2 \cos^2(2\pi f_c t) \quad (5.12)$$

$$= \frac{A_c^2}{2} (1 + k_a m(t))^2 (1 + \cos(4\pi f_c t)) \quad (5.13)$$

Dans la mesure où la fréquence porteuse  $f_c$  est beaucoup plus grande que la fréquence maximale de la bande de base  $W$ , la modulation d'amplitude est lente, et l'on peut parler d'une puissance instantanée du signal modulé calculée sur la durée d'une période de porteuse. En supposant constante l'amplitude la porteuse sur une période  $T_c$ . La puissance instantanée, moyennée sur une période, vaut

$$P_{T_c}(t) = \frac{1}{T_c} \int_t^{t+T_c} s^2(t') dt' \quad (5.14)$$

$$\approx \frac{A_c^2}{2} (1 + k_a m(t))^2 \frac{1}{T_c} \int_t^{t+T_c} (1 + \cos(4\pi f_c t')) dt' \quad (5.15)$$

$$\approx \frac{A_c^2}{2} (1 + k_a m(t))^2 \quad (5.16)$$

$$\approx P_c (1 + k_a m(t))^2 \quad (5.17)$$

Cette puissance fluctue donc entre  $P_c(1 - k_a)^2$  pour les creux de modulation et  $P_c(1 + k_a)^2$  pour les crêtes de modulation. On voit que la puissance instantanée peut atteindre quatre fois la puissance de la porteuse, pour une modulation à cent pour cent. Les étages de puissance de l'émetteur doivent donc être conçus pour supporter de telles puissances sans distordre l'enveloppe du signal.

Prise sur un temps très long, la puissance moyenne vaut

$$P = P_c \left( 1 + 2k_a \lim_{T \rightarrow +\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} m(t) dt + k_a^2 \lim_{T \rightarrow +\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} m^2(t) dt \right) \quad (5.18)$$

$$= P_c \left( 1 + 2k_a \bar{m} + k_a^2 \overline{m^2} \right) \quad (5.19)$$

où les barres indiquent qu'il s'agit d'une moyenne temporelle. Pour un signal modulant dépourvu de composante continue, l'expression de la puissance moyenne se réduit à

$$P = P_c \left( 1 + k_a^2 \overline{m^2} \right) \quad (5.20)$$

On retrouve un premier terme de puissance relatif à la porteuse ; le second terme exprime la puissance contenue dans les bandes latérales. Étant donné que la valeur de crête du signal modulant a été normalisée à l'unité,  $P_c k_a^2 \overline{m^2} \leq P_c$ . Pour la plupart des signaux modulants réels, elle est nettement inférieure à l'unité, et la puissance contenue dans les bandes latérales est beaucoup plus faible que celle de la puissance porteuse.

L'efficacité en terme d'utilisation de la puissance est définie par le rapport suivant

$$\eta = \frac{\text{puissance dans les bandes latérales}}{\text{puissance totale}} = \frac{k_a^2 \overline{m^2}}{1 + k_a^2 \overline{m^2}} \quad (5.21)$$

**Exemple.** Prenons un taux de modulation de 30% ( $k_a = 0,3$ ), courant dans la pratique. Le signal  $m(t)$  étant supposé centré et normalisé à 1,  $\overline{m^2} \leq 1$ . La puissance contenue dans les bandes latérales représente alors une puissance relative maximale de 9% et  $\eta = 0,083$

Comme ce sont les bandes latérales qui contiennent l'information utile et que, de plus, une seule bande latérale pourrait suffire, il est évident que la modulation d'amplitude classique est extrêmement inefficace dans l'utilisation qu'elle fait de la puissance. La modulation d'amplitude classique ne trouve donc de justification qu'historique, et au niveau de la très grande simplicité du démodulateur ; ce dernier consiste en un simple détecteur de crête. Aussi a-t-on inventé de nombreuses modulations d'amplitude dérivées de la modulation d'amplitude classique. Ces modulations suppriment la porteuse ou une bande latérale.

## 5.2.4 Démodulateurs

De même que l'on pouvait mettre en œuvre deux principes (linéaire et quadratique) pour réaliser la modulation, il existe plusieurs manières de faire la démodulation, aussi appelée détection depuis les débuts de la radio ; à l'époque, on travaillait en MORSE (A1) et démoduler le signal revenait à détecter la présence ou l'absence de la porteuse.

### Démodulation AM synchrone ou cohérente

On peut retrouver le signal modulant à partir du signal modulé avec porteuse en multipliant  $s(t)$  par une cosinusoïde identique en fréquence et en phase à celle de la porteuse. En effet,

$$s(t) \cos(2\pi f_c t) = \frac{A_c}{2} (1 + k_a m(t)) (1 + \cos(4\pi f_c t)) \quad (5.22)$$

$$= \frac{A_c}{2} (1 + k_a m(t)) + \frac{A_c}{2} (\cos(4\pi f_c t) + k_a m(t) \cos(4\pi f_c t)) \quad (5.23)$$

On peut donc réaliser la démodulation en faisant le produit du signal modulé par la porteuse, ce qui peut se faire avec le même type de circuit que la modulation, par exemple un modulateur en anneau dont les diodes seraient commandées par un générateur de porteuse local. Dans l'expression 5.23, le premier terme restitue en effet le signal modulant (avec une composante continue indésirable), tandis que le deuxième correspond à une raie flanquée de bandes latérales de part et d'autre de la fréquence double  $2f_c$  et peut aisément être éliminé par un filtre passe-bas. Le schéma correspondant est montré à la figure 5.5.

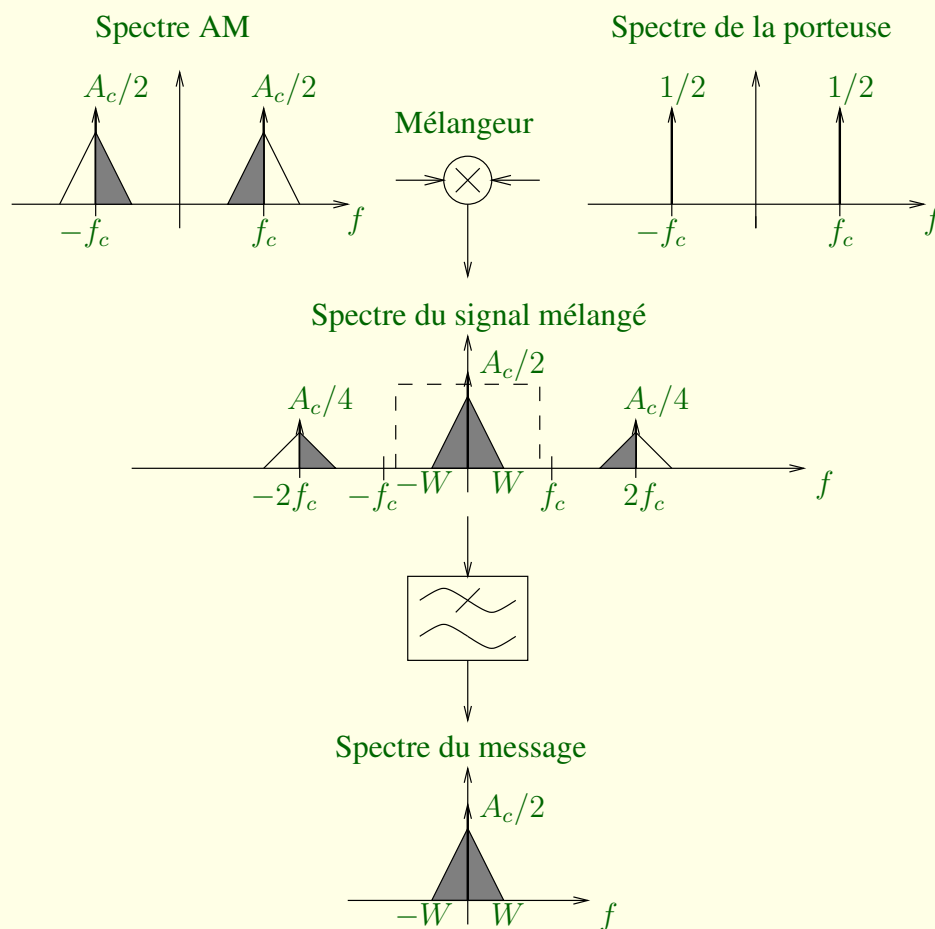


FIG. 5.5 – Démodulation AM synchrone.

### 5.2.5 Avantages et limitations

La modulation d'amplitude est la plus ancienne technique de modulation, mais néanmoins ayant fait ses preuves. Son plus gros avantage est la simplicité de réalisation de la modulation et de la démodulation. Pour s'en convaincre, il suffit de regarder les circuits de modulation et

de démodulation décrits ci-dessus. Il en résulte qu'un système de modulation d'amplitude est relativement bon marché, ce qui explique la raison pour laquelle la diffusion de programmes radio AM est populaire depuis si longtemps.

Cependant, la modulation d'amplitude souffre de deux limitations majeures :

1. La modulation d'amplitude implique un gaspillage de puissance. L'onde porteuse est totalement indépendante du message que l'on désire transmettre, c'est-à-dire le signal en bande de base  $m(t)$ . La transmission de la porteuse représente donc une perte de puissance. De plus, comme nous l'avons vu précédemment, la puissance de la porteuse représente plus de 2/3 de la puissance totale du signal modulé.
2. La modulation d'amplitude implique un gaspillage de bande passante. D'un point de vue fréquentiel, les bandes latérales supérieures et inférieures sont liées entre elles par une symétrie autour de la fréquence  $f_c$ . Connaissant une de ces deux bandes, on peut en déduire l'autre. Cela implique qu'il suffirait d'envoyer une de ces deux bandes pour obtenir toute l'information nécessaire à la reconstruction de  $m(t)$ . Cependant, la modulation AM utilise une bande de transmission égale à deux fois la bande passante du message, ce qui constitue un gaspillage de bande passante.

### 5.2.6 Modulations dérivées

Afin de surmonter les limitations de la modulation d'amplitude décrites à la section précédente, certaines modifications du processus de modulation et de démodulation doivent être réalisées, ce qui peut augmenter la complexité du système. En fait, un compromis a été recherché entre complexité du système et meilleure utilisation des ressources de communication. Partant de la modulation d'amplitude standard, nous pouvons distinguer quatre formes modifiées de la modulation d'amplitude :

1. Modulation à double bande latérale et porteuse supprimée (appelée en anglais "Double sideband-suppressed carrier" ou DSB-SC). Dans ce type de modulation, l'onde modulée est seulement constituée des bandes latérales supérieure et inférieure. On fait donc l'économie de la puissance de porteuse. Cependant, la bande de transmission est inchangée.
2. Modulation en quadrature de phase (appelée "Quadrature Amplitude Modulation" ou QAM). Elle consiste à transmettre un signal sur une porteuse sinusoïdale ainsi qu'un autre signal<sup>2</sup> sur une porteuse de même fréquence mais décalée de  $\frac{\pi}{2}$ . Sous sa forme usuelle, elle permet une économie de bande passante d'un facteur 2.
3. Modulation à bande unique (appelée en anglais "Single sideband modulation" ou SSB). Ici, l'onde modulée est seulement constituée de la bande latérale supérieure ou inférieure. Ce type de modulation est particulièrement utilisée pour la transmission de signaux vocaux du fait qu'il existe un creux dans le spectre de la voix entre zéro et quelques centaines de  $[Hz]$ . Elle constitue de plus une forme optimale de modulation d'amplitude car elle minimise la

---

<sup>2</sup>Pour renforcer la qualité de certaines transmissions numériques, il arrive qu'on transmette le même signal modulant sur les deux branches. De la sorte, on gagne en qualité sans que ne soit réalisée la moindre économie en termes de bande passante.

puissance du signal modulé et la bande de transmission. Son principal désavantage est sa complexité.

4. **Modulation à bande latérale résiduelle** (appelée en anglais “Vestigial sideband modulation” ou VSB). Cette technique de modulation consiste à ne transmettre entièrement qu’une seule des deux bandes latérales tandis qu’une partie seulement de l’autre est transmise. La bande de transmission est alors réduite. Ce type de modulation est utilisé pour la radiodiffusion ou la transmission sur câble de signaux à large bande comme les signaux de télévision qui contiennent des composantes à des fréquences extrêmement basses.

## 5.2.7 Modulation d’amplitude à porteuse supprimée

Le signal modulé à porteuse supprimée est, comme l’indique son nom, la modulation d’amplitude classique amputée de la porteuse. Il s’exprime de la manière suivante

$$s(t) = m(t)c(t) \quad (5.24)$$

$$= A_c m(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (5.25)$$

L’élimination de la porteuse se remarque également dans le domaine fréquentiel puisque le spectre de  $s(t)$  vaut

$$\mathcal{S}(f) = \frac{A_c}{2} (\mathcal{M}(f - f_c) + \mathcal{M}(f + f_c)) \quad (5.26)$$

### Réalisation de la modulation

La réalisation de la modulation ou de la démodulation d’un signal modulé en amplitude à porteuse supprimée est plus complexe que la modulation classique. L’observation du signal modulé (cf. figure 5.6) montre d’ailleurs que le signal croise l’axe temporel. Il n’est donc plus possible d’utiliser un détecteur de crête pour la démodulation.

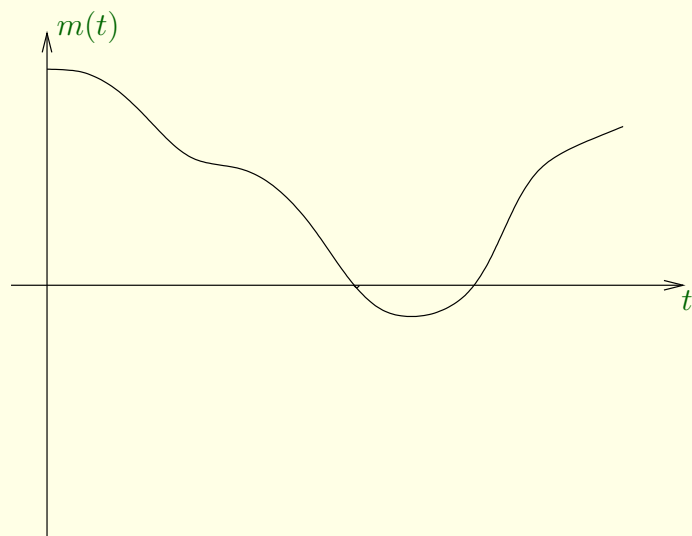
Pour la modulation, on fait par exemple usage d’un modulateur en anneau. Il s’agit d’un circuit à 4 diodes composé de deux transformateurs à point milieu.

### Démodulation synchrone ou cohérente

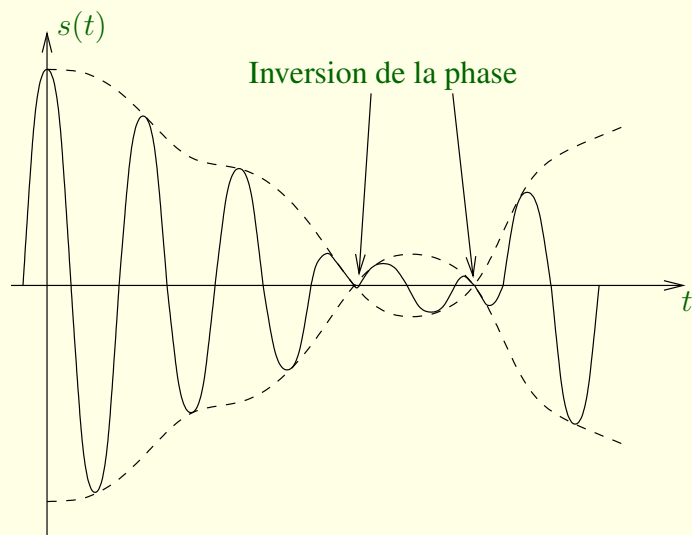
Tout comme pour la modulation d’amplitude classique, on peut retrouver le signal modulant à partir du signal modulé à porteuse supprimée en multipliant  $s(t)$  par une cosinusoïde identique en fréquence et en phase à celle de la porteuse. En effet,

$$s(t) \cos(2\pi f_c t) = \frac{A_c}{2} m(t) (1 + \cos(4\pi f_c t)) \quad (5.27)$$

On notera l’absence de composante continue.



(a)



(b)

FIG. 5.6 – Signal modulé par modulation à porteuse supprimée.

## Boucle de COSTAS

L'acquisition du rythme de porteuse est une tâche délicate. C'est tant la phase que la fréquence qui posent problème car il ne faut pas oublier qu'en raison des imperfections des équipements, il peut y avoir des fluctuations à la réception et à l'émission. La boucle de COSTAS, dont le schéma est repris à la figure 5.7, utilise un mécanisme astucieux pour réguler l'acquisition du rythme. Elle génère localement le cosinus et le sinus de la porteuse grâce à un oscillateur commandé en tension (VCO), et elle se sert des produits de ces deux signaux par le signal réceptionné pour réguler la fréquence et la phase de la porteuse locale. Ce type de circuits est largement répandu de nos jours.

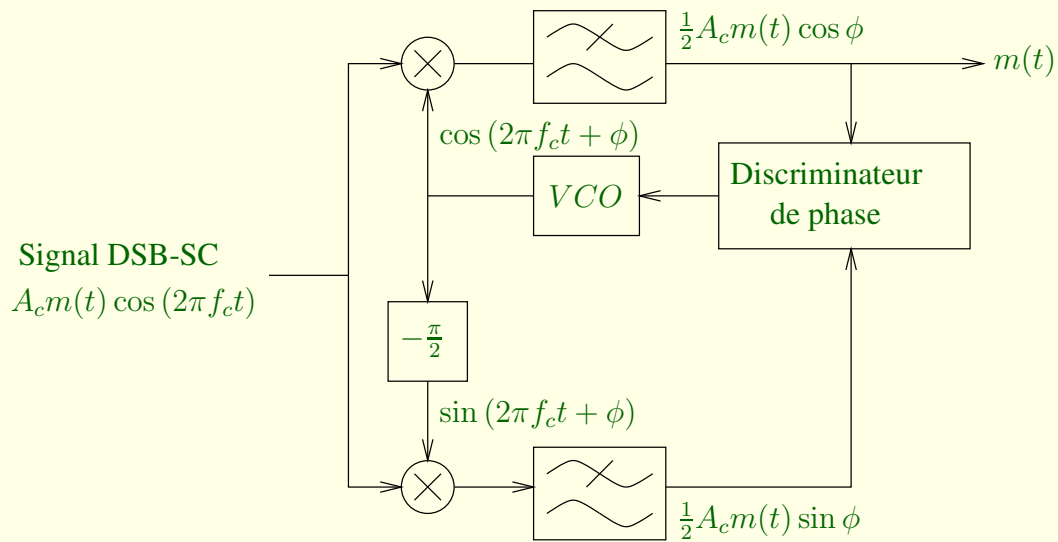


FIG. 5.7 – Récepteur de COSTAS.

### 5.2.8 Modulation en quadrature

L'idée d'utiliser le cosinus et le sinus d'une porteuse peut également servir à l'émission. Soient deux signaux modulateurs ayant une même bande de base,  $m_1(t)$  et  $m_2(t)$ , à transmettre. On construit le signal suivant, appelé signal modulé en quadrature,

$$s(t) = A_c m_1(t) \cos(2\pi f_c t) + A_c m_2(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (5.28)$$

La figure 5.8 représente les schémas du modulateur et du démodulateur. On montre aisément, qu'avec une bonne acquisition de rythme, il est toujours possible de retrouver les deux signaux modulateurs. Il y a un réel intérêt à utiliser la modulation en quadrature. En effet, les deux signaux modulés occupent la même bande de fréquence, ce qui signifie une réduction de la bande passante d'un facteur deux.



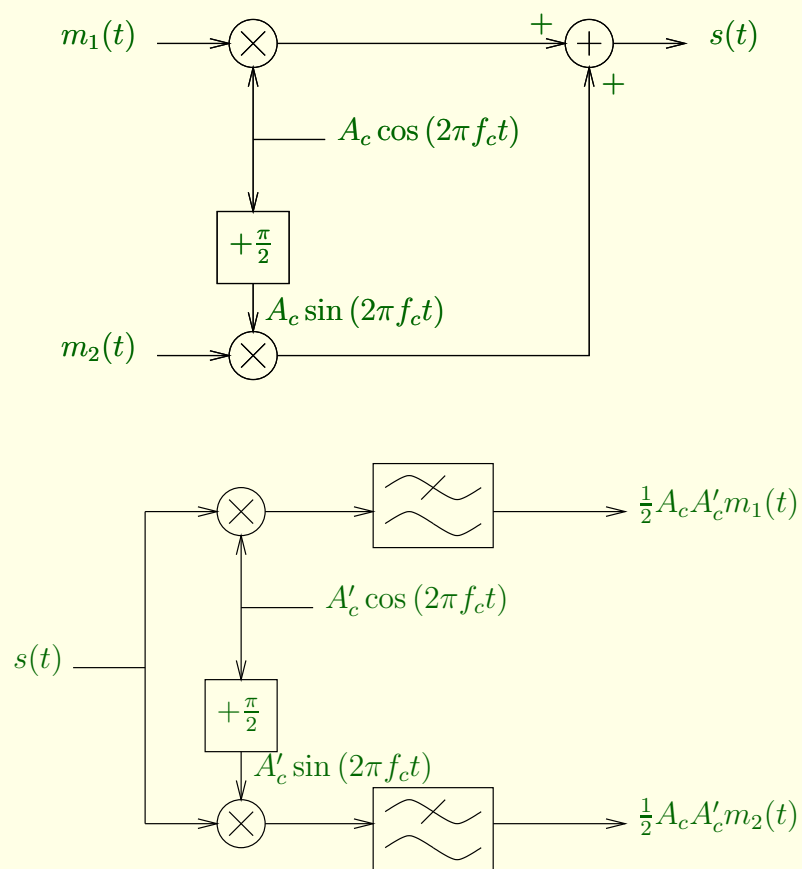


FIG. 5.8 – Schéma de modulation et de démodulation d'une modulation d'amplitude en quadrature.

### 5.2.9 Modulation à bande latérale unique

Si la modulation en quadrature économise la moitié de la bande passante, elle a l'inconvénient de nécessiter la création des deux signaux,  $m_1(t)$  et  $m_2(t)$ , à partir d'un signal à transmettre  $m(t)$ . Une alternative consiste à supprimer une bande latérale ; on obtient alors une modulation à bande latérale unique (Single Sideband, SSB). Cette technique est abondamment utilisée pour la transmission de signaux de télévision, gros consommateurs de bande passante (de l'ordre de 5 à 8 [MHz]).

#### Démodulation

Le schéma de démodulation cohérente s'applique également au cas d'un signal à bande latérale unique ; il est représenté à la figure 5.9.

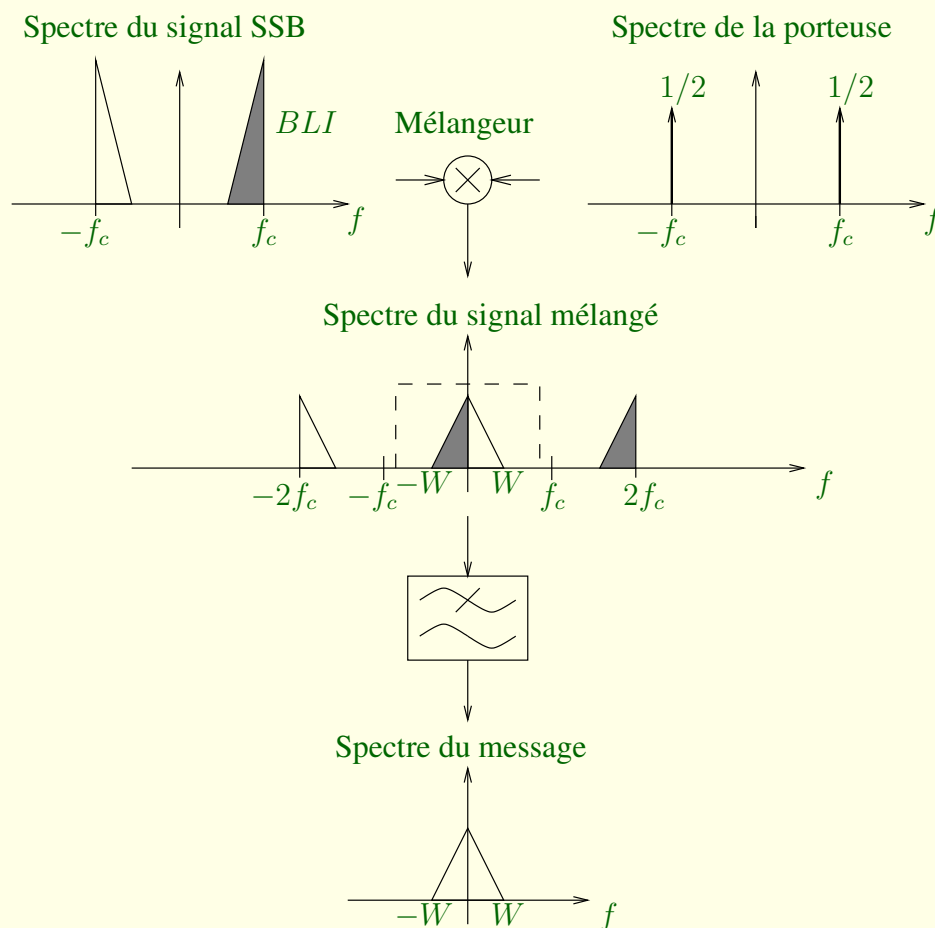


FIG. 5.9 – Schéma de démodulation SSB.

### 5.2.10 Modulation à bande latérale résiduelle

Lorsque la bande de base s'étend jusqu'à la fréquence nulle, il n'est pas toujours possible de faire une modulation à bande latérale unique, au sens strict du terme. On peut toutefois obtenir une réduction sensible de la largeur de bande en éliminant partiellement une des deux bandes latérales. C'est la modulation à bande latérale résiduelle (Vestigial Sideband, VSB).

Le problème essentiel est de trouver une manière d'opérer le filtrage de telle façon que l'on puisse retrouver le signal modulant sans déformation. L'étude de ce problème a montré que le filtre d'élimination partielle d'une des deux bandes doit avoir une transmittance symétrique par rapport à la fréquence porteuse. En d'autres termes, à supposer que l'on veuille éliminer partiellement la bande latérale inférieure, la transmittance doit être nulle en-dessous d'une fréquence donnée, puis elle croît en passant par  $\mathcal{H}(f_c) = 1/2$ .

On montre qu'une démodulation cohérente restitue le signal modulant sans aucune déformation. La modulation VSB est utilisée en radiodiffusion télévisuelle, et également dans certaines normes relatives à des modems pour la transmission de données numériques dans l'infrastructure de téléphonie analogique.

## 5.3 Modulation angulaire

Dans la modulation d'amplitude, partant d'une porteuse  $c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \phi_c)$ , on a rendu l'amplitude  $A_c$  fonction linéaire du signal modulant  $m(t)$ . Dans le cas de la modulation angulaire, on introduit une telle dépendance pour l'argument de la fonction cosinus. Cela est moins évident qu'il n'y paraît à première vue. Quel paramètre doit devenir une fonction linéaire du signal modulant ? On peut en effet choisir de prendre l'argument de la fonction cosinus ou seulement la fréquence de la porteuse. Dans le premier cas, il s'agit de modulation de phase, tandis que dans le second cas on parlerait plutôt de modulation de fréquence.

Dans les deux cas, l'argument de la fonction cosinus n'est plus une fonction linéaire du temps. Mais dans la mesure où l'on définirait la phase comme l'argument de la fonction cosinus, une modulation de fréquence s'accompagnera nécessairement d'une modulation de phase. Comme on le devine, les concepts de modulation de phase et de fréquence sont strictement indissociables. C'est pourquoi on utilisera le terme général de modulation angulaire.

### 5.3.1 Principes et définitions

Dans la modulation angulaire, le signal modulé prend la forme

$$s(t) = A_c \cos \phi_i(t) \quad (5.29)$$

où  $\phi_i(t)$ , appelée phase instantanée du signal modulé, est une fonction du signal modulant. En l'absence de modulation, on aurait évidemment  $\phi_i(t) = 2\pi f_c t + \phi_c$  où  $\phi_c$  est la phase au temps  $t = 0$ . Remarquons que la modulation angulaire n'affecte pas l'amplitude la porteuse.

**Définition 30** La déviation instantanée de phase est la grandeur définie par

$$\Delta\phi_i(t) = \phi_i(t) - (2\pi f_c t + \phi_c) \quad (5.30)$$

**Définition 31** *L'amplitude de la déviation instantanée de phase*

$$\beta = \max |\Delta\phi_i(t)| \quad (5.31)$$

*est appelée indice de modulation.*

Elle joue un rôle important, comme nous le verrons ultérieurement. La déviation instantanée de phase peut être interprétée comme une variation de la fréquence.

**Définition 32** *Par définition, la quantité*

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_i(t)}{dt} \quad (5.32)$$

*est la fréquence instantanée.*

Bien entendu, en l'absence de modulation angulaire, on retrouve la fréquence de la porteuse  $f_c$ . Ce n'est pas tant la fréquence qui importe mais la différence entre la fréquence instantanée et la fréquence porteuse. Tout comme pour la phase, on définit la déviation instantanée de fréquence.

**Définition 33** *La déviation instantanée de fréquence  $\Delta f_i(t)$  est l'écart entre la fréquence de la porteuse et la fréquence instantanée*

$$\Delta f_i(t) = f_i(t) - f_c \quad (5.33)$$

**Définition 34** *Le maximum de la déviation instantanée de fréquence  $\Delta f_i(t)$  fournit l'excursion de fréquence  $\Delta f$  définie par*

$$\Delta f = \max |\Delta f_i(t)| \quad (5.34)$$

Des définitions précises des divers types de modulation angulaire seront données plus loin. On peut déjà dire que la modulation angulaire consiste à faire varier, selon une loi linéaire bien précise, une des quantités  $\Delta\phi_i(t)$  ou  $\Delta f_i(t)$ . Comme suite des définitions qui précèdent, il apparaît que l'on ne peut faire varier l'une sans l'autre ; une modulation de phase entraîne donc une modulation de fréquence et inversement.

Dans le jargon technique, on utilise aussi le terme de **taux de modulation** : il s'agit de la quantité  $\Delta f / \Delta f_{\max}$ , où  $\Delta f_{\max}$  est la valeur maximale de l'excursion de fréquence autorisée par les règlements régissant le partage des fréquences, par exemple par le Règlement des radiocommunications. Ainsi, en radiodiffusion sonore à modulation de fréquence, on impose  $\Delta f_{\max} = 75 \text{ [kHz]}$ .

À condition de faire varier un paramètre de la phase comme une fonction linéaire du signal modulant, on obtient une modulation appelée **modulation angulaire**. Dans cette modulation, le signal modulant  $m(t)$  est généralement un signal alternatif, tel qu'un signal sonore, oscillant entre  $-1$  et  $+1$ . Pour l'instant, il s'agira d'un signal continu, auquel cas on parle de **modulation angulaire analogique** de type F3.

Parmi toutes les possibilités de modulation angulaire, on distingue la modulation de phase pure et la modulation de fréquence pure.

## Modulation de phase pure

**Définition 35** La modulation de phase (Phase Modulation, PM) consiste à faire varier la phase  $\phi_i(t)$  en fonction du signal modulant<sup>3</sup>  $m(t)$ , à savoir (on prend  $\phi_c = 0$ )

$$\phi_i(t) = 2\pi f_c t + k_p m(t) \quad (5.35)$$

Le terme  $2\pi f_c t$  représente la phase de la porteuse en l'absence de modulation. La présence d'une tension modulante affecte cette phase en fonction d'un coefficient  $k_p$  qui représente la sensibilité du modulateur ; elle s'exprime en radians par volt. Le signal modulé vaut donc

$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + k_p m(t)) \quad (5.36)$$

La fréquence instantanée de la cosinusoïde est la dérivée de la phase divisée par  $2\pi$

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_i(t)}{dt} = f_c + \frac{k_p}{2\pi} \frac{dm(t)}{dt} \quad (5.37)$$

Il s'ensuit que la modulation de phase revient à modifier la fréquence de la porteuse. La déviation de fréquence instantanée vaut

$$\Delta f_i(t) = \frac{k_p}{2\pi} \frac{dm(t)}{dt} \quad (5.38)$$

## Modulation de fréquence pure

**Définition 36** Par définition de la modulation de fréquence (Frequency Modulation, FM), la déviation instantanée  $f_i(t)$  est proportionnelle au signal modulant

$$f_i(t) = f_c + k_f m(t) \quad (5.39)$$

La fréquence résultante est donc liée, via la sensibilité du modulateur  $k_f$  exprimée en  $[Hz/V]$ , au signal modulant. La phase du signal modulé se calcule par l'intégrale de la fréquence instantanée (on prend  $\phi_c = 0$ )

$$\phi_i(t) = 2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t') dt' \quad (5.40)$$

Dès lors le signal modulé vaut

$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t') dt') \quad (5.41)$$

Les relations 5.37 et 5.40 mettent bien en évidence qu'une modulation de phase entraîne une modulation de fréquence, et vice versa. Plus précisément, on peut affirmer que la modulation de phase se réduit à une modulation de fréquence par le signal modulant préalablement dérivé. Inversement, une modulation de fréquence est une modulation de phase par l'intégrale du signal modulant. Ces schémas sont représentés à la figure 5.10.

---

<sup>3</sup>Nous n'exigeons plus que le signal modulant  $m(t)$  soit inférieur à 1 en modulation angulaire.

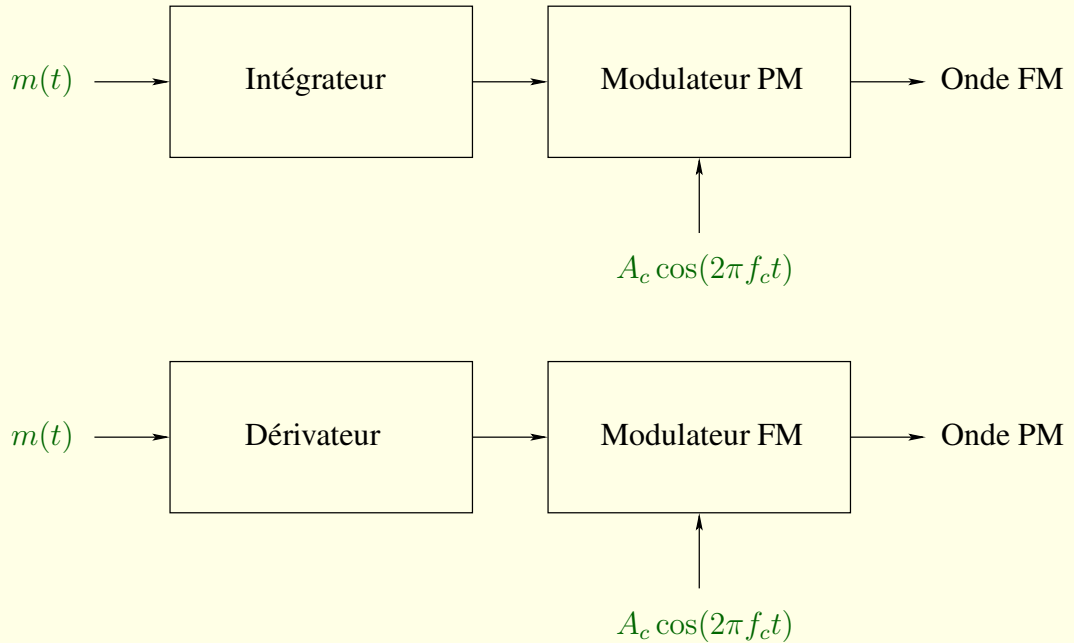


FIG. 5.10 – Liens entre modulation de phase et modulation de fréquence.

### Illustration des techniques de modulation

En conséquence de la modulation de la phase, les passages par 0 de la fonction ne sont plus équidistants ; par contre, l'enveloppe reste constante. La figure 5.11 montre un signal modulant original et les signaux modulés respectivement en amplitude, en phase et en fréquence.

### 5.3.2 Bande passante requise

La bande passante d'une modulation FM à grand indice est théoriquement infinie. Il apparaît néanmoins que la puissance est principalement véhiculée par la porteuse et quelques harmoniques autour de cette fréquence.

#### Estimation empirique

On peut alors estimer la bande passante au moyen de la formule empirique suivante

**Proposition 37 [Règle de CARSON]** La bande passante requise est

$$B \simeq 2(\Delta f + f_m) = 2\Delta f \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) \quad \beta > 100 \quad (5.42)$$

où  $f_m$  correspond à la plus haute composante fréquentielle non nulle du signal modulant.

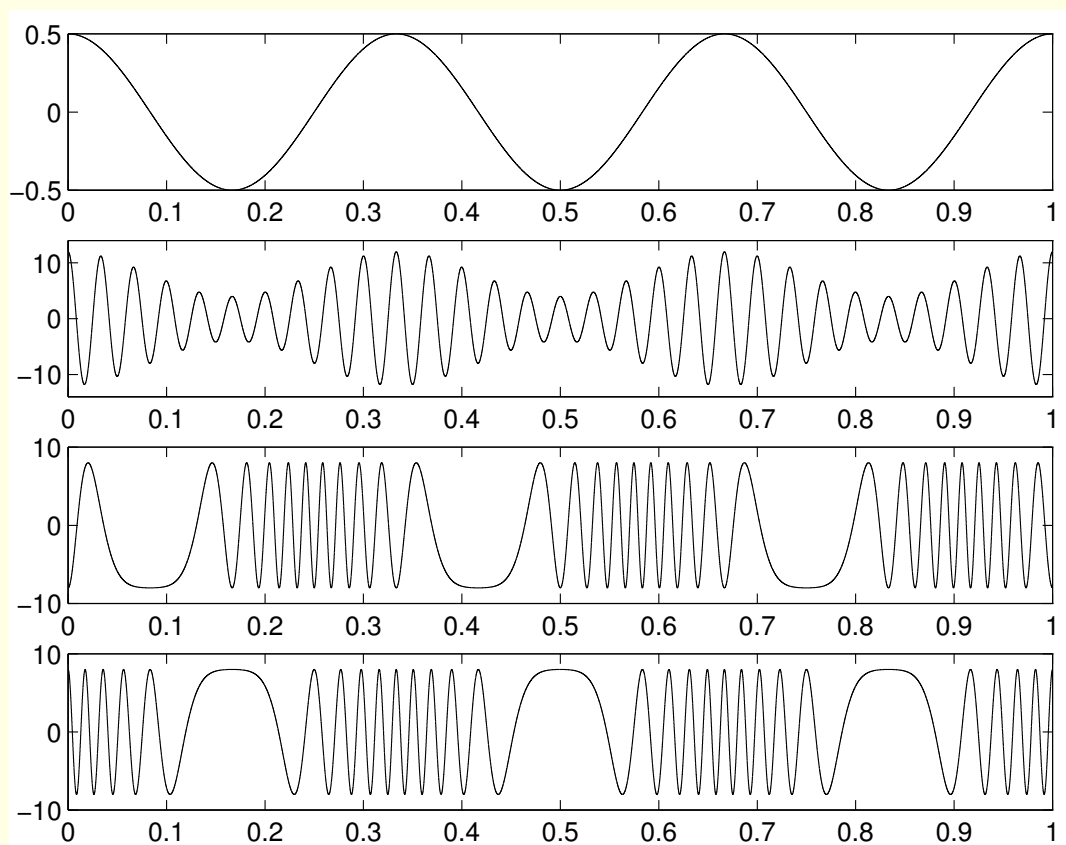


FIG. 5.11 – Signal modulant et signaux modulés respectivement en AM, PM et FM.

Pour une modulation à faible indice (par exemple  $\beta < 0,5$ ), la bande passante est approximativement

$$B \simeq 2f_m \quad \beta < 0,5 \quad (5.43)$$

Pour des valeurs d'indice  $\beta$  intermédiaires ( $0,5 \leq \beta \leq 100$ ), la règle de CARSON sous-estime la largeur de bande. On prend alors la valeur de la règle modifiée suivante

$$B \simeq 2(2\Delta f + f_m) = 2\Delta f \left(2 + \frac{1}{\beta}\right) \quad 0,5 \leq \beta \leq 100 \quad (5.44)$$

**Exemple.** La déviation maximale de fréquence en radio FM est limitée à  $\Delta f = 75 [kHz]$ . Comme le signal composite d'une émission audio stéréo s'étend, jusqu'à  $f_m = 60 [kHz]$ , on obtient une bande passante de l'ordre de  $270 [kHz]$  par la formule de CARSON.

### 5.3.3 Résumé des principaux résultats des modulations d'onde continue

Le tableau 5.12 reprend l'expression analytique de certains signaux modulés ainsi que leur spectre respectif.

## 5.4 Introduction à la modulation numérique

Jusqu'à présent, nous avons examiné la modulation par des signaux continus. Ce n'est pas la seule manière de concevoir un système de télécommunications. Dans un système numérique, l'amplitude, la phase ou la fréquence prennent des valeurs tirées d'un ensemble fini de valeurs possibles ; cette valeur est alors maintenue constante sur la durée d'un bit. La figure 5.13 montre le cas de signaux choisis à chaque fois parmi deux valeurs possibles.

Ce type de modulation offre une meilleure résistance au bruit. Le prix à payer est un accroissement de la bande passante, auquel on pourra remédier par la compression du signal à transmettre.



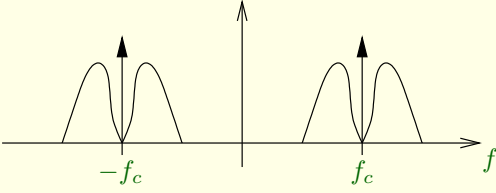
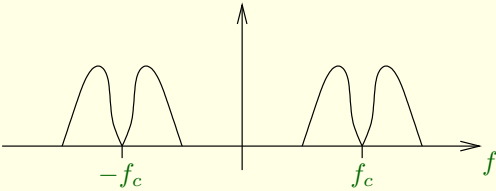
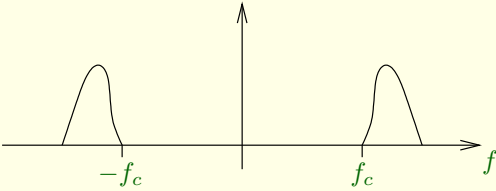
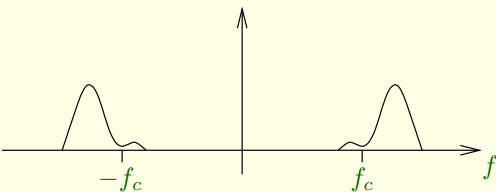
|                 | $s(t)$  | $\ \mathcal{S}(f)\ $   | BP                |
|-----------------|---|--|-------------------|
| AM<br>classique | $A_c(1 + k_a m(t)) \cos(2\pi f_c t)$                        |    | $2W$              |
| DSB-SC          | $A_c m(t) \cos(2\pi f_c t)$                                 |   | $2W$              |
| QAM             | $A_c m_1(t) \cos(2\pi f_c t) + A_c m_2(t) \sin(2\pi f_c t)$ |  | $2W$              |
| SSB             |   |  | $W$               |
| VSB             |   |  | $(1 + \alpha)W$   |
| FM              | $A_c \cos(2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(\tau) d\tau)$    |  | $2(\Delta f + W)$ |

FIG. 5.12 – Tableau récapitulatif des modulations d’onde continue.

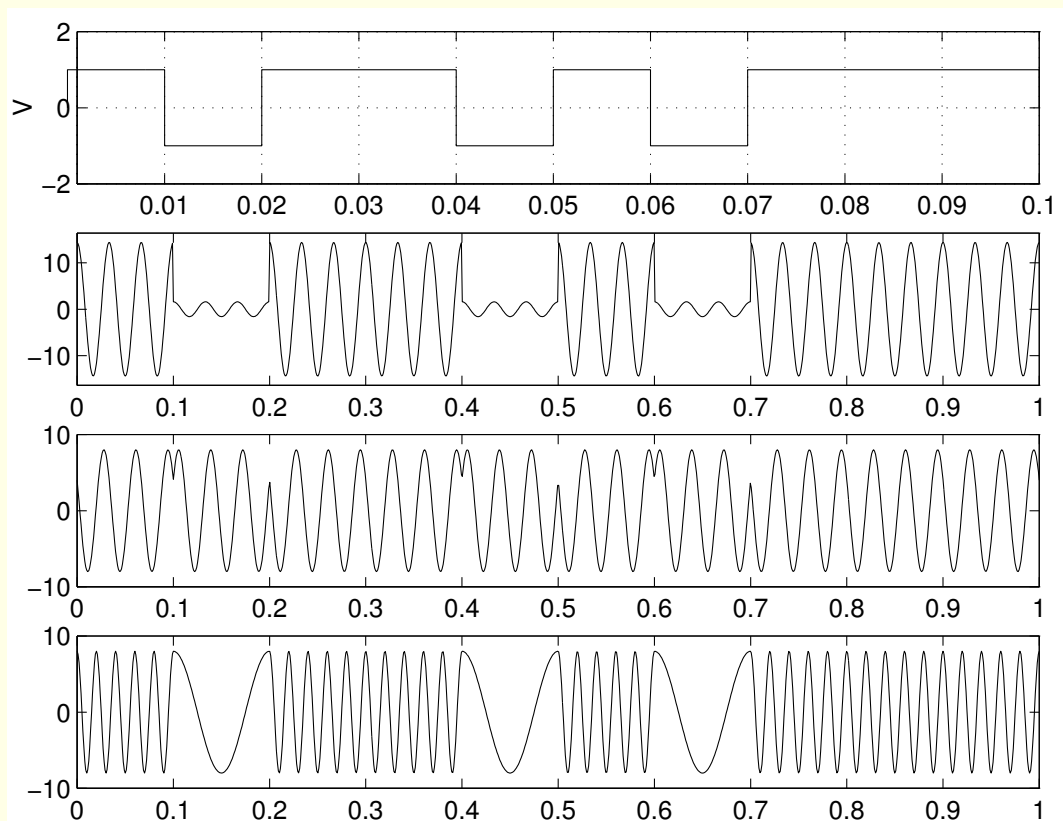


FIG. 5.13 – Signal modulant numérique et signaux modulés respectivement en AM, PM et FM.

# Chapitre 6

## Transmission de signaux numériques en bande de base

### 6.1 Nécessité du codage

Le problème central des transmissions numériques est le suivant : on désire transmettre une information numérique sous une forme analogique optimale. À cette fin, on peut tout de suite différencier la notion de rapidité de modulation  $R$ , exprimée en *baud* de celle de débit binaire  $D$ . La rapidité de modulation  $R$  correspond au nombre de symboles transmis sur le canal par seconde ; elle est différente du débit de transmission dès qu'on associe plusieurs bits au même symbole transmis.

**Définition 38 [Valence]** La relation entre la rapidité de modulation  $R$  et le débit binaire  $D$  met en jeu la valence  $V$  ; elle est donnée par l'équation

$$D = R \log_2(V) \quad (6.1)$$

La valence est le nombre d'états distincts présents sur le canal de transmission.

**Exemple.** On peut décider d'associer à chaque groupe de 2 bits à transmettre une tension définie par le tableau 6.1.

|    |           |
|----|-----------|
| 00 | $-5[V]$   |
| 01 | $-2,5[V]$ |
| 11 | $2,5[V]$  |
| 10 | $5[V]$    |

TAB. 6.1 – Représentation physique de 4 états.

Ici, sur la ligne, on va trouver 4 états différents : la valence est donc  $V = 4$ . La relation entre le débit binaire  $D$  et la rapidité de modulation est

$$D = R \log_2(4) = 2R \quad (6.2)$$

La vitesse de transmission de symboles est donc deux fois plus faible que le débit binaire.

### 6.1.1 Bande passante requise

Soit à transmettre des données binaires au rythme  $f_b$  [b/s]. Chaque bit a donc une durée  $T_b = 1/f_b$ . La bande passante minimale pour transmettre ces données, appelée bande de NYQUIST est

$$\frac{1}{2T_b} = \frac{f_b}{2} \quad (6.3)$$

En effet, le canal se comporte comme un filtre passe-bas qui filtre le signal carré composé de signaux binaires de durée  $T_b$ . Ce signal est composé de plusieurs raies et il faut au minimum que le fondamental de ce signal soit transmis. Or la fréquence de ce fondamental est

$$\frac{1}{2T_b} = \frac{f_b}{2} \quad (6.4)$$

### 6.1.2 Capacité d'un canal en présence de bruit

En présence de bruit sur le canal, la transmission n'est pas parfaite et il convient dès lors de déterminer la proportion des symboles qui risquent d'être entachés d'erreur.

Pour chaque milieu de transmission, on peut chiffrer la capacité théorique du canal  $C$  en [b/s], c'est-à-dire le nombre maximum de bits par seconde qu'il est possible de transmettre avec une erreur aussi faible que voulue, exprimée à partir de la bande passante du canal  $[0, W]$  et du rapport signal à bruit  $S/N$  à l'intérieur du canal. Cette relation est dite de SHANNON-HARTLEY

**Théorème 39 [SHANNON-HARTLEY]**

$$C = W \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (6.5)$$

Cette relation est illustrée à la figure 6.1.

Il faut veiller à ne pas confondre cette limite correspondant à la transmission d'un signal codé ou modulé en présence de bruit avec celle correspondant à la transmission d'un signal binaire sur un canal sans bruit telle que vue précédemment. En pratique, toutes les transmissions sont bruitées et c'est donc la capacité  $C$  qui fixe le maximum qu'il est possible d'atteindre.

### 6.1.3 Transmission des données binaires

Pour transmettre des informations (données, texte, image, son), on dispose de deux méthodes :

- la transmission en bande de base, méthode correspondant à l'émission directe sur le canal de transmission, et

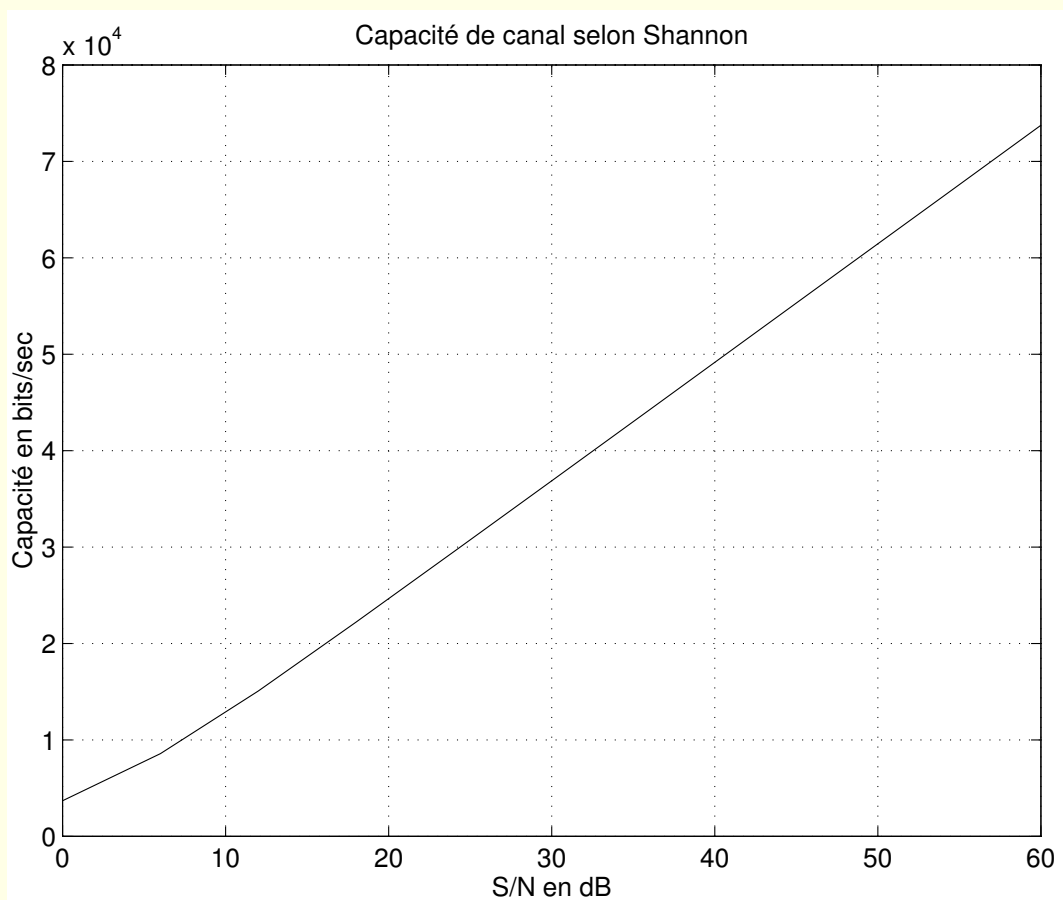


FIG. 6.1 – Capacité d'un canal téléphonique ( $W = 3,7 [kHz]$ ).

- la transmission par modulation d’une porteuse, méthode permettant d’adapter le signal au canal de transmission.

Le signal numérique transmis possède un certain nombre de caractéristiques qu’il convient d’examiner :

- l’encombrement spectral. La présence d’une raie à la fréquence nulle ou non, la présence d’une raie de synchronisation ou la valeur de la fréquence maximale. L’absence d’une raie à la fréquence nulle permet la transmission du signal sur un canal ne laissant pas passer la valeur moyenne. Par exemple, les lignes téléphoniques sont terminées par des transformateurs qui ne laissent pas passer le continu. La présence d’une raie à une fréquence multiple ou sous multiple de la fréquence d’émission des bits permet au récepteur de se synchroniser sur l’horloge d’émission.
- le débit, exprimé en  $[b/s]$ .
- les niveaux physiques associés à chaque bit (0 ou 1) ou groupes de bits. On peut transmettre les bits directement par des tensions ou alors faire un codage.

Le récepteur a pour tâche de déterminer la présence ou l’absence d’une impulsion pour chaque période. On verra que la détection d’une impulsion est une fonction de l’énergie contenue dans l’impulsion. Il y a donc intérêt à avoir une impulsion aussi large que possible, à la limite l’impulsion est de forme rectangulaire et elle couvre tout l’intervalle de temps  $T$ . On va donc non plus décrire s’il y a ou non une impulsion mais on va chercher à détecter des transitions dans le train de signaux rectangulaires.

## 6.2 Spectre des signaux numériques

Le principe d’une communication numérique consiste à maintenir une certaine valeur pendant un intervalle de temps fini, à l’inverse de l’analogique où le signal prend des valeurs continues. On devine que la discrétisation de l’axe temporel offre une meilleure résistance au bruit du signal à transmettre car c’est après avoir analysé le signal sur toute la durée entre les échantillons que le récepteur prend une décision. Par contre, le numérique est plus coûteux en termes de bande passante.

### 6.2.1 Modèle théorique linéaire

En télécommunications numériques, on désire transmettre une série de valeurs d’information  $i_k$ , de probabilités respectives  $p_k$ . Pour ce faire, il faut mettre cette information sous la forme d’un signal électromagnétique analogique continu. On fait un usage fréquent du signal

$$g(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} A_k \phi_k(t - kT) \quad (6.6)$$

où  $\phi_k(t)$  est une forme d’onde, nulle en dehors de l’intervalle  $[0, T]$ , et  $A_k$  une séquence de variables aléatoires éventuellement complexes ; la forme d’onde  $\phi_k(t)$  et l’amplitude  $A_k$  sont associées à un symbole d’information  $i_k$ . Comme on peut le voir, il s’agit d’un modèle linéaire

de la mise en forme de signaux PCM. Ce modèle suffira à décrire la transmission en bande de base, la modulation numérique ainsi que les codes linéaires.

Pour la simplicité, prenons une onde de mise en forme unique<sup>1</sup>  $\phi_k(t) = \phi(t)$ ,  $\forall k$ . La transformée de FOURIER de  $g(t)$  est

$$\mathcal{G}(f) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} A_k \mathcal{F}\{\phi(t - kT)\} = \mathcal{F}\{\phi(t)\} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} A_k e^{-2\pi j f k T} \quad (6.7)$$

$$= \Phi(f) \mathcal{F}\left\{ \sum_{k=-\infty}^{+\infty} A_k \delta(t - kT) \right\} \quad (6.8)$$

où  $\Phi(f) = \mathcal{F}\{\phi(t)\}$ .

Il s'agit donc du produit du spectre de l'onde de forme d'une part et du spectre d'une séquence de raies modulées en amplitude d'autre part. En d'autres termes, la transformée de FOURIER du signal issu de la mise en forme de signaux numériques résulte du passage d'un train d'impulsions de DIRAC à travers un filtre définissant la forme d'onde.

Par la suite, nous allons nous intéresser à la répartition fréquentielle de la puissance du signal –cette notion est appelée densité spectrale de puissance.

## 6.3 Transmission d'impulsions en bande de base

### 6.3.1 Codage

Deux technologies sont mises en œuvre pour coder les signaux numériques :

- les codages en ligne, qui impliquent la conversion en temps réel des bits d'information (par exemple, NRZ-L, NRZI, biphasé, . . .). On parle de codes linéaires.
- les codages complets, qui se réfèrent à des tables de conversion (par exemple 5B/4T, 4B/3T, 2B1Q).

### 6.3.2 Codes en ligne d'émission

On peut distinguer les principales catégories suivantes pour le codage linéaire de signaux PCM :

1. Non-return-to-zero (NRZ),
2. Return-to-zero (RZ),
3. Codage de la phase, et
4. Codage multi-niveaux.

La comparaison de ces codes porte tant sur leurs performances que sur leur occupation spectrale. Dans un premier temps, nous allons déterminer l'occupation spectrale.

---

<sup>1</sup>Dès lors que la forme d'onde n'est plus unique, il n'est plus possible de traiter l'ensemble des modulations numériques par ce modèle. Ainsi, l'onde de mise en forme est différente pour chaque symbole dans le cas d'une modulation numérique non cohérente.

## Codage NRZ unipolaire

La manière la plus simple de transmettre un signal est d'utiliser deux niveaux de tension pour représenter les deux états binaires 0 et 1. La présence d'une tension peut, par exemple, représenter un 1 tandis que l'absence d'une tension représente un 0. C'est le cas du codage NRZ-L (Non Return to Zero Level) unipolaire. Cette technique, ainsi que d'autres, est illustrée à la figure 6.2.

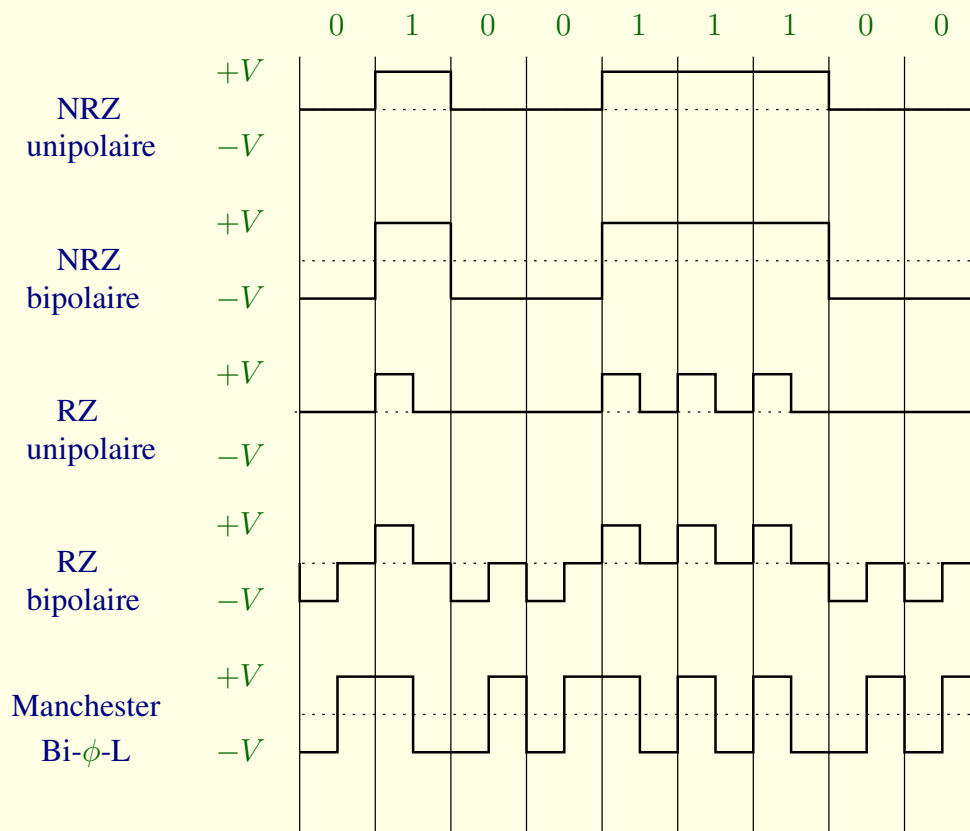


FIG. 6.2 – Variantes de codage en ligne PCM.

La modélisation complète du codage NRZ unipolaire est résumée dans le tableau suivant :

| Symbole | Probabilité | $A_k$ | Onde              |
|---------|-------------|-------|-------------------|
| 0       | $1 - p$     | 0     | ...               |
| 1       | $p$         | $V$   | $1, 0 \leq t < T$ |

La répartition fréquentielle de puissance vaut

$$\gamma(f) = p(1 - p)V^2T \left( \frac{\sin(\pi fT)}{\pi fT} \right)^2 + p^2V^2\delta(f) \quad (6.9)$$



La densité spectrale est donc en forme de sinus cardinal avec une composante continue importante<sup>2</sup>. Le fait que  $\gamma(f)$  soit nulle pour  $f = k/T$  rend la synchronisation difficile car il n'y a pas de composante rythmée à la cadence d'émission binaire.

**Bande passante.** Le spectre du signal mis en forme est infini. En théorie donc, il faudrait une bande passante infinie, ce qui n'est pas acceptable. Afin de définir une largeur pratique de bande, examinons les graphes de la figure 6.3.

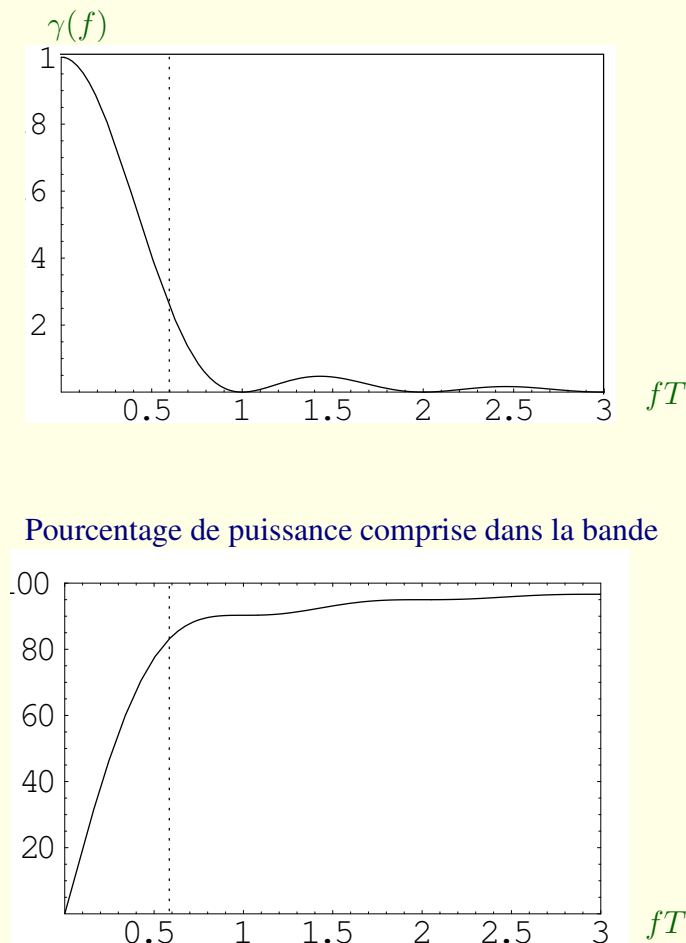


FIG. 6.3 – Analyse de la répartition de puissance.

Le premier graphe montre la densité spectrale  $\gamma(f)$ . Le second reprend la valeur de la puissance cumulée comprise dans la bande  $[0, fT]$ . Cette puissance vaut 84%, 91,3% et 95% respec-

<sup>2</sup>Il faut distinguer la composante continue de la densité spectrale de puissance avec la moyenne temporelle. Ces deux notions ne sont pas équivalentes !

tivement pour  $fT = 0,6$ ,  $fT = 1$  et  $fT = 2$ . Un choix pratique consiste à prendre une largeur de bande égale à  $\frac{0,6}{T}$ .

## Codage MANCHESTER

Le code MANCHESTER est de type biphase, c'est-à-dire qu'un bit d'information est représenté par une transition de tension en milieu de période. La valeur 0 est représentée par un front montant, et la valeur 1 par un front descendant. Cette transition sert également de référence pour l'horloge.

| Symbole | Probabilité | $A_k$ | Onde   |
|---------|-------------|-------|--|
| 0       | $1 - p$     | $-V$  | $-1, 0 \leq t < T/2$<br>$+1, T/2 \leq t < T$ |
| 1       | $p$         | $V$   | $+1, 0 \leq t < T/2$<br>$-1, T/2 \leq t < T$ |

$$\gamma(f) = 4p(1-p)V^2T \left( \frac{\sin^4(\pi fT/2)}{(\pi fT/2)^2} \right) + 4(2p-1)^2V^2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{(2n+1)^2\pi^2} \delta\left(f - \frac{(2n+1)}{T}\right) \quad (6.10)$$

Les codages biphases ont la particularité de nécessiter deux transitions pour un bit d'information (1B/2T). La fréquence du signal doit donc être le double de la bande passante offerte au réseau local. Par exemple, les composants d'un réseau Ethernet, qui utilisent un codage MANCHESTER, sont cadencés à 20 [MHz] afin d'offrir le 10 [Mb/s] de débit.

## Comparaison des codes

Le tableau 6.2 reprend les spectres de quelques signaux précités. Il permet de comparer l'utilisation de la bande passante, la présence ou non de raies à la fréquence d'émission et l'amplitude absolue des spectres.

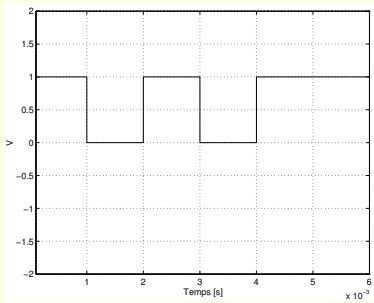
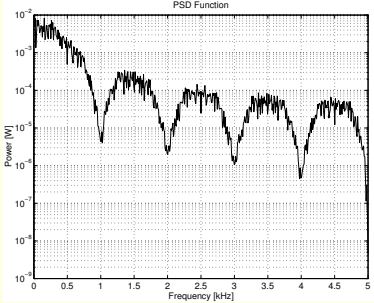
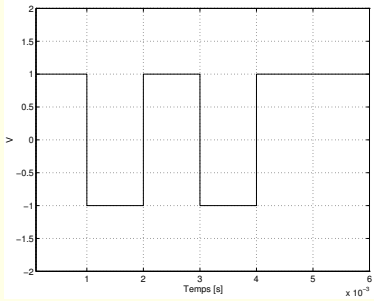
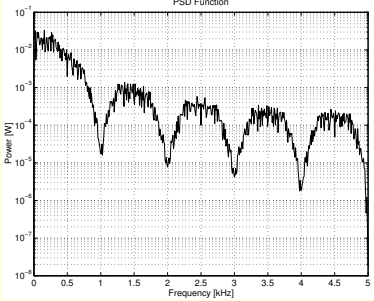
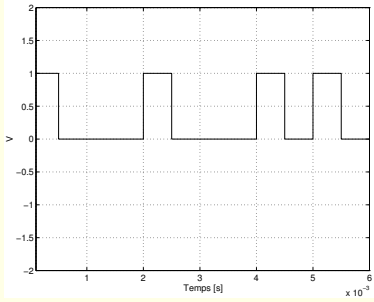
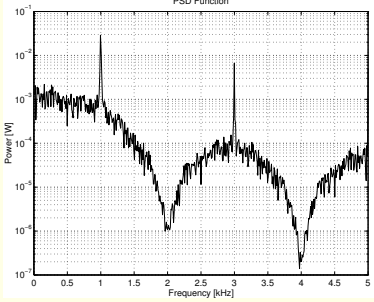
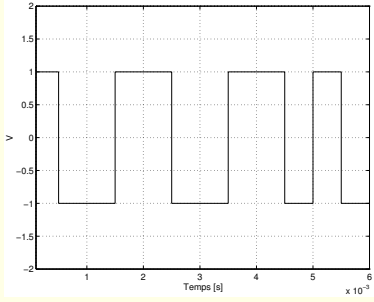
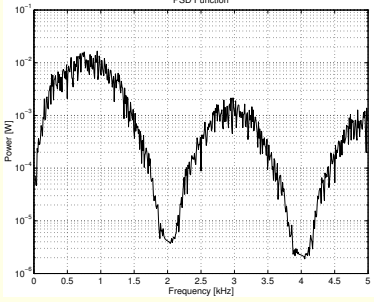
## Autres techniques de codage en ligne

Le codage de MANCHESTER différentiel est une variante du précédent. Il consiste à assurer deux transitions pour un symbole 0 et une seule pour un symbole 1. Le standard Token-Ring 802.5 y recourt.

On peut également citer le codage HDB3 (High-Density Bi-polar modulus 3) qui est utilisé sur les liaisons de modulation par impulsions codées des réseaux téléphoniques. Il a pour caractéristique de limiter à trois le nombre de zéros successifs.

De nouveaux codages liés aux technologies xDSL (x Digital Subscriber Loop) sont apparues récemment ; il s'agit notamment de CAP (Carrierless Amplitude Phase) dans les versions CAP12, CAP16 et CAP64, de QAM25 (Quadrature Amplitude Modulation) et PAM5.

En fait, il existe de très nombreuses variantes de codage en ligne d'émission.

| Modulation     | Domaine temporel  | Domaine spectral   |
|----------------|---|--|
| NRZ unipolaire |    |    |
| NRZ bipolaire  |   |   |
| RZ unipolaire  |  |  |
| MANCHESTER     |  |  |

TAB. 6.2 – Comparaison des techniques de modulation en bande de base.

### Codage en blocs ou complets

De par leur nature, ces codages supposent une meilleure qualité de transmission, notamment obtenue par fibre optique, car ils sont sensibles aux parasites. Les signaux utilisés sont à trois états (ternaires) ou à quatre états (quaternaires). Le codage 4B/3T permet ainsi de coder 4 bits d'information en 3 signaux ternaires. Il est, par exemple, utilisé sur le bus S0 du RNIS.

La codage 2B/1Q permet de coder 2 bits d'information en un signal quaternaire. Il est utilisé sur le bus S0 du RNIS aux États-Unis. Le tableau 6.3 présente le système employé.

| Valeur binaire | Code quaternaire |
|----------------|------------------|
| 10             | +3               |
| 11             | +1               |
| 01             | -1               |
| 00             | -3               |

TAB. 6.3 – Codage 2B/1Q.

Le codage 4B/5T, plus performant, est utilisé dans les réseaux FDDI. Un débit de 100  $[Mb/s]$  peut donc être véhiculé par un signal à 125  $[MHz]$ . Cette technique consiste à représenter 4 bits consécutifs par un signal composé de 5 transitions.

Les codages complets entraînent une implémentation plus complexe que les codages en ligne car ils sont plus sensibles à la diaphonie et offrent un rapport signal à bruit moins élevé. Par contre, ils permettent de diminuer la fréquence du signal de transmission grâce à une plus grande redondance d'information. Le codage 1B/1Q permet ainsi d'offrir une bande passante double de la fréquence du signal, et donc de diminuer le coût des composants.

La qualité d'un codage se mesure entre autres par son taux d'interférence entre symboles transmis. L'interférence provient du fait que la forme de l'onde d'un symbole affecte la suivante. Ainsi le 2B/1Q a un plus grand taux d'interférence que le 4B/3T car la forme des signaux est moins riche.

Les codages complets sont généralement associés à des codages en ligne, notamment sur des supports en cuivre qui sont sujets aux perturbations électromagnétiques. Par exemple, les réseaux ATM utilisent une association 4B/5T+NRZI.

## 6.4 Détection de signaux binaires en présence de bruit gaussien

### 6.4.1 Position du problème

Après avoir été transformé sous la forme d'une onde électrique, le signal d'information  $g(t)$  est transmis via le canal. À la réception, il s'agit donc de retrouver le signal d'émission

$$g(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} A_k \phi_k(t - kT) \quad (6.11)$$

auquel est venu se superposer un bruit de transmission. Dans le cas d'une forme d'onde unique, le signal  $g(t)$  s'exprime comme la mise en forme par un filtre de transmittance  $\Phi(f)$  d'un train d'impulsions qui n'est autre qu'une série de valeurs aléatoires échantillonnées à une cadence  $T$ . C'est donc cette information que l'on cherche à récupérer.

La figure 6.4 montre l'ensemble d'une chaîne de transmission numérique. C'est sur base de ce modèle que nous travaillerons par la suite.

### 6.4.2 Problème simplifié : le cas d'un système binaire

Pour la facilité, nous nous limiterons à un système linéaire binaire. Un tel système considère deux ondes sur la durée  $T$ , notées  $g_0(t)$  et  $g_1(t)$ . Le signal transmis durant l'intervalle de temps  $T$  est dès lors

$$g(t) = \begin{cases} g_0(t), & 0 \leq t \leq T & \text{pour un signal binaire 0} \\ g_1(t), & 0 \leq t \leq T & \text{pour un signal binaire 1} \end{cases} \quad (6.12)$$

$g_0(t)$  et  $g_1(t)$  peuvent bien évidemment résulter de l'application d'une forme d'onde unique, mais ce n'est pas obligatoire.

### 6.4.3 Modèle de canal et structure du récepteur

Le modèle du canal retenu dans cette étude considère que le signal  $x(t)$  reçu par le détecteur est

$$x(t) = g(t) + n(t) \quad (6.13)$$

où  $n(t)$  représente un bruit additif gaussien. La figure 6.5 montre un signal de type MANCHES-TER affecté par un bruit. Ce modèle est réaliste pour toute une série de phénomènes dont ceux de propagation en espace libre.

Le récepteur doit retrouver, à partir de l'observation du signal bruité, la valeur des variables aléatoires échantillonnées. S'il se trompe, l'erreur ne pourra être corrigée sans artifice supplémentaire comme par l'ajout de redondance. C'est donc en termes de probabilité d'erreur qu'un récepteur numérique s'analyse. Le taux d'erreur sera fonction de la puissance relative du signal utile et du bruit, ainsi que de la forme de l'onde constitutive.

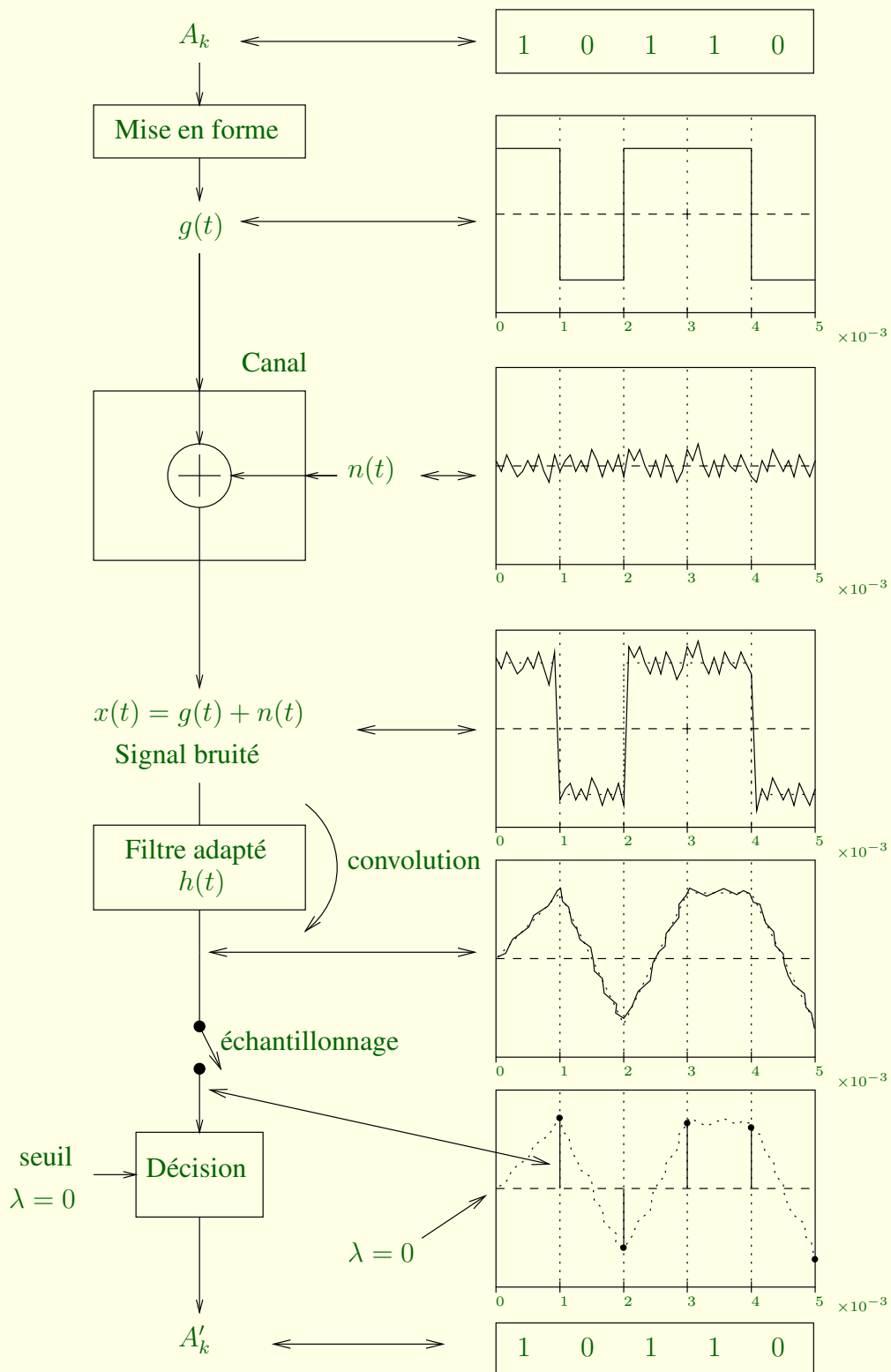


FIG. 6.4 – Structure d’une chaîne de transmission numérique complète.

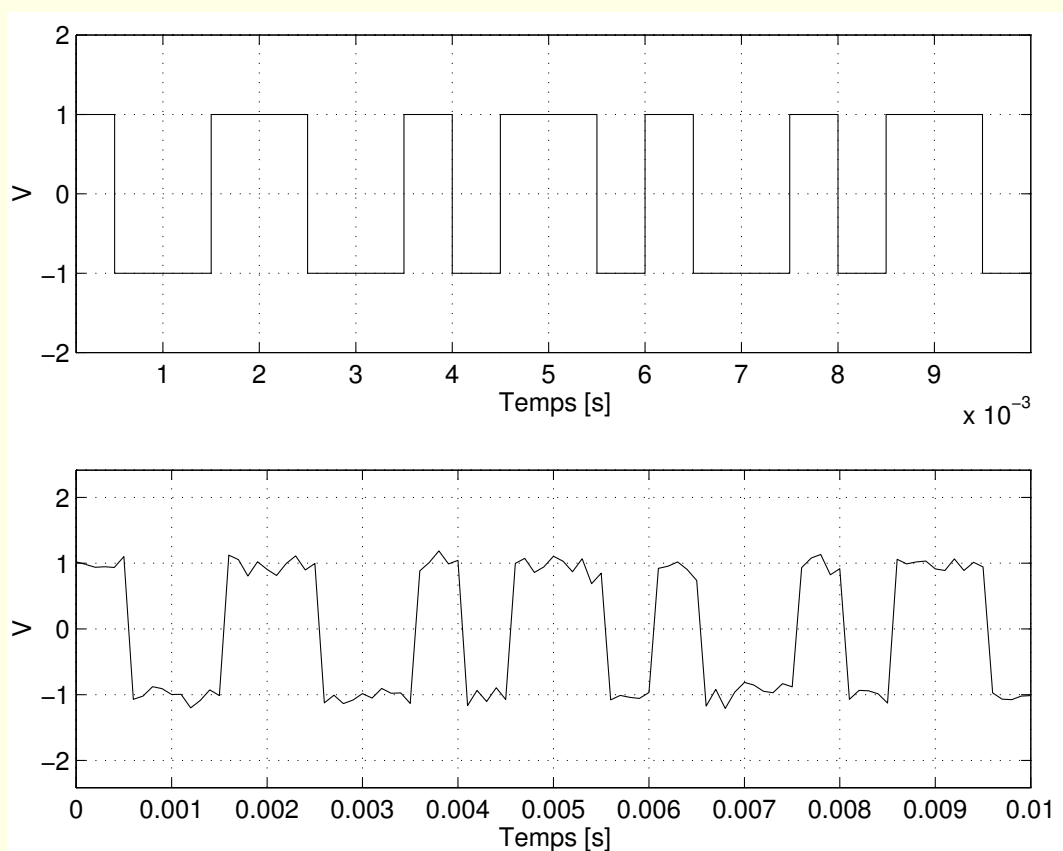


FIG. 6.5 – Effet du bruit sur un signal MANCHESTER : en haut le signal original, en bas le signal bruité.

La figure 6.6 illustre les deux phases qui interviennent dans le processus de détection. La première phase consiste à échantillonner le signal à une cadence  $T$ , après avoir filtré le signal reçu ; on obtient alors une suite aléatoire  $y[T]$  à partir du signal continu  $y(t)$ . Pendant la période  $T$  précédant l'échantillonnage, le récepteur compare le signal à toutes les valeurs d'émission possibles, ce qui peut se faire de plusieurs manières : un filtre linéaire suivi d'un échantillonneur, par un filtre adapté ou un corrélateur. Les conditions initiales sont remises à zéro avant l'arrivée de chacun des symboles.

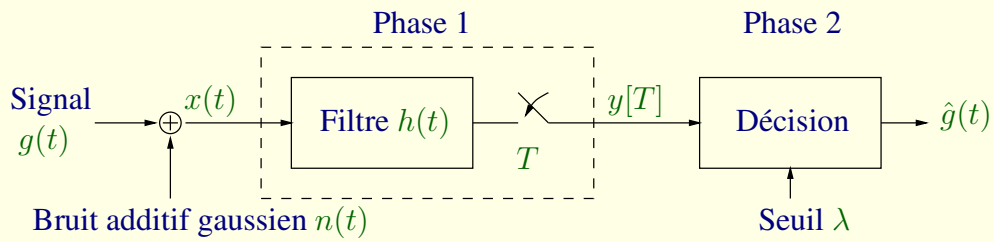


FIG. 6.6 – Structure d'un détecteur linéaire.

#### 6.4.4 Première phase : filtrage ou corrélation

Le signal de bruit  $n(t)$  est un processus de bruit blanc à moyenne nulle et de densité spectrale de puissance  $N_0/2$ . On suppose que le récepteur connaît la forme des ondes reçues de sorte que son comportement a pu être optimisé en fonction de ces ondes. L'incertitude résulte de l'addition du bruit  $n(t)$ . La fonction du récepteur consiste à détecter la nature de l'impulsion  $g(t)$  sur base du signal  $x(t)$ .

Le filtre étant supposé linéaire, la sortie peut s'exprimer sous la forme

$$y(t) = g_h(t) + n_h(t) \quad (6.14)$$

où  $g_h(t)$  et  $n_h(t)$  représentent les contributions dues respectivement à  $g(t)$  et  $n(t)$ . Le signal  $y(t)$  est illustré à la figure 6.7.

##### Filtre adapté

Une vue réaliste du problème consiste à exiger qu'à l'instant d'échantillonnage, la composante  $g_h(t)$  soit la plus grande possible par rapport au bruit introduit par le canal, comme résultat du filtrage. Cela revient à choisir un filtre qui maximisera le rapport de puissance suivant

$$\eta = \frac{|g_h(T)|^2}{E \{n_h^2(t)\}} \quad (6.15)$$

où  $|g_h(T)|^2$  est la puissance instantanée du signal filtré à l'instant d'échantillonnage  $T$  et  $E \{n_h^2(t)\} = \sigma_N^2$  mesure la puissance moyenne due au bruit à la sortie du filtre. Cherchons donc à effectuer un choix judicieux du filtre  $h(t)$ .



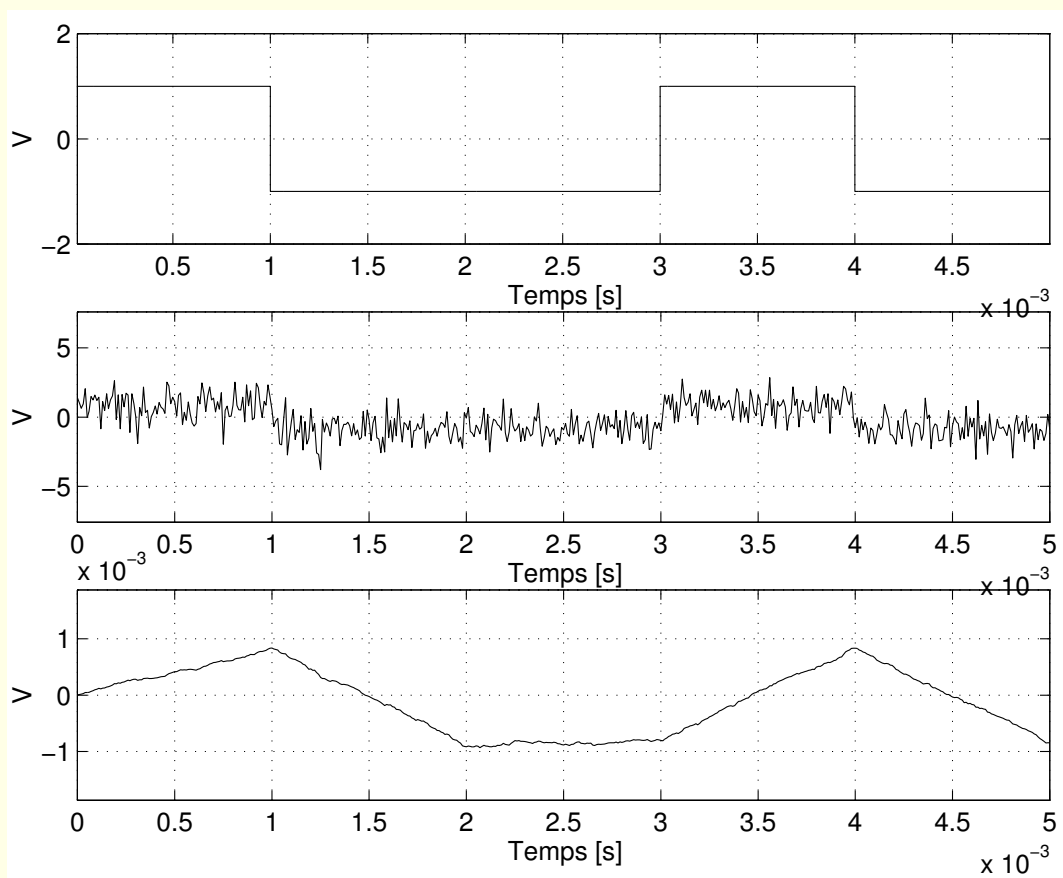


FIG. 6.7 – Signaux intervenant au cours de la démodulation d'un signal numérique en bande de base : le signal original, le signal à l'entrée du récepteur et le signal à la sortie du filtre.

Après de longs calculs, on montre que la valeur maximale vaut

$$\eta_{\max} = \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \|\mathcal{G}(f)\|^2 df = \frac{2E_b}{N_0} \quad (6.16)$$

où l'on a défini l'énergie du signal d'entrée par

**Définition 40** [*Énergie du signal*]

$$E_b = \int_{-\infty}^{+\infty} \|\mathcal{G}(f)\|^2 df = \int_0^T |g(t)|^2 dt \quad (6.17)$$

cette dernière relation résultant du théorème de RAYLEIGH.

En d'autres termes, le rapport signal à bruit au moment de l'échantillonnage est fonction de l'énergie du signal d'entrée et de la puissance du bruit additif ; la forme d'onde n'intervient pas directement mais bien son énergie.

### Propriétés du filtre adapté

Par contre, pour avoir le maximum correspondant à l'égalité, on a supposé que le filtre optimal correspond à

$$h_{\text{opt}}(t) = \begin{cases} kg(T-t) & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (6.18)$$

À une amplitude près, le filtre optimal, appelé **filtre adapté**, correspond à l'onde de mise en forme retournée sur la période  $T$ .

### Implémentation du filtre adapté

En pratique, on dispose de plusieurs moyens de réaliser le filtre adapté :

1. Par convolution. C'est l'implémentation directe de la formule de filtrage

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)h(t-\tau)d\tau \quad (6.19)$$

On échantillonne ce signal à l'instant  $t = T$  pour obtenir la valeur  $y[T]$ .

2. Par corrélation. Considérons l'expression de  $y(t)$

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)g(T-t+\tau)d\tau \quad (6.20)$$

à partir de quoi

$$y[T] = \int_0^T x(\tau)g(\tau)d\tau \quad (6.21)$$

Par faciliter les calculs, on préfère le signal

$$z(t) = \int_0^t x(\tau)g(\tau)d\tau \quad (6.22)$$

En  $t = T$ , les deux signaux sont égaux même si ailleurs  $y(t) \neq z(t)$ . Cela importe peu car c'est la valeur au droit de l'échantillonnage qui nous intéresse.

3. Par intégration. Dans le cas particulier d'un fonction  $g(t) = 1$  sur  $[0, T]$ , la formule de  $z(t)$  se réduit à

$$z(t) = \int_0^t x(\tau)d\tau \quad (6.23)$$

Il s'agit donc d'un simple intégrateur qu'on échantillonnera en  $t = T$ .

Quand l'allure de l'onde de mise en forme s'y prête, l'intégrateur est souvent choisi pour l'implémentation. Il convient néanmoins de remarquer que l'intégrateur doit être remis à 0 après chaque échantillonnage sous peine d'une dérive de la valeur de  $z(t)$ .

### 6.4.5 Seconde phase : détection par maximum de vraisemblance

Le signal reçu durant l'intervalle de temps  $T$  est

$$g(t) = \begin{cases} g_0(t) + n(t), & 0 \leq t \leq T & \text{pour un signal binaire 0} \\ g_1(t) + n(t), & 0 \leq t \leq T & \text{pour un signal binaire 1} \end{cases} \quad (6.24)$$

Pour notre étude, considérons un signal NRZ,  $g_0(t) = -V$  et  $g_1(t) = +V$ .

Comme in fine le récepteur doit estimer quel signal a été reçu, il peut y avoir deux types d'erreur au moment de prendre une décision

1. Sélectionner le symbole 1 alors qu'on a transmis le symbole 0 ; c'est l'erreur de type 1.
2. Sélectionner le symbole 0 alors qu'on a transmis le symbole 1 ; c'est l'erreur de type 2.

Pour déterminer le taux d'erreur durant la transmission, il faut examiner distinctement le cas de chaque symbole transmis. Dans le cas binaire, l'analyse revient à considérer l'émission du symbole  $g_0(t)$  ou  $g_1(t)$ .

#### Probabilité d'erreur lors de l'envoi du signal NRZ $g_0(t)$

Supposons que l'on ait transmis un symbole 0, autrement dit le signal  $g_0(t) = -V$  pour  $0 \leq t \leq T_b$ . Le signal reçu au récepteur est alors

$$x(t) = -V + n(t) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (6.25)$$

où  $T_b$  est la durée d'un bit.

Soit  $P_{e0}$  la probabilité d'erreur conditionnelle tenant compte de l'émission du symbole 0. En l'absence de bruit, la sortie du filtre adapté fourni  $-V$  au temps d'échantillonnage  $t = T_b$  ; la situation est tout autre en présence de bruit.

On peut montrer que

$$P_{e0} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (6.26)$$

– où  $E_b$  est l'énergie transmise par bit telle que calculée par (cf. définition 40, page 125)

$$E_b = V^2 T_b \quad (6.27)$$

– et  $\operatorname{erfc}()$  est la fonction d'erreur complémentaire ; elle est définie par

$$\operatorname{erfc}(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_u^{+\infty} e^{-z^2} dz \quad (6.28)$$

On note par  $P_{e1}$  la probabilité d'erreur conditionnelle après émission du symbole 1. Son expression est

$$P_{e1} = p(y < \lambda | 1) \quad (6.29)$$

$$= \int_{-\infty}^{\lambda} f_Y(y|1) dy \quad (6.30)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\pi N_0/T_b}} \int_{-\infty}^{\lambda} e^{-\frac{(y-V)^2}{N_0/T_b}} dy \quad (6.31)$$

En opérant le changement de variable  $-z = \frac{y-V}{\sqrt{N_0/T_b}}$ , on remarque que  $P_{e0} = P_{e1}$ .

Les deux densités de probabilité sont représentées à la figure 6.8.

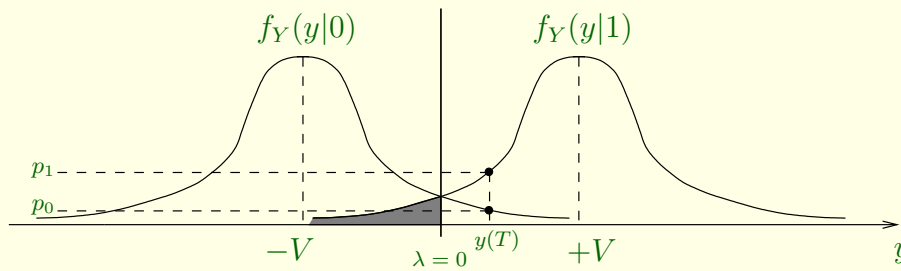


FIG. 6.8 – Densités de probabilité conditionnelles.

### Probabilité d'erreur moyenne

Par symétrie, la probabilité d'erreur conditionnelle après émission du symbole 1,  $P_{e1}$ , est égale à  $P_{e0}$ .

On définit une probabilité d'erreur moyenne au récepteur  $P_e$  en pondérant les erreurs respectives par les probabilités a priori des signaux à l'émetteur

$$P_e = p_0 P_{e0} + p_1 P_{e1} \quad (6.32)$$

Dans notre cas, on en déduit la valeur suivante

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (6.33)$$

Le taux d'erreur moyen d'un système PCM à deux états opposés dépend donc exclusivement du rapport entre l'énergie transmise par bit et la densité spectrale de bruit ; la courbe est dessinée à la figure 6.9.

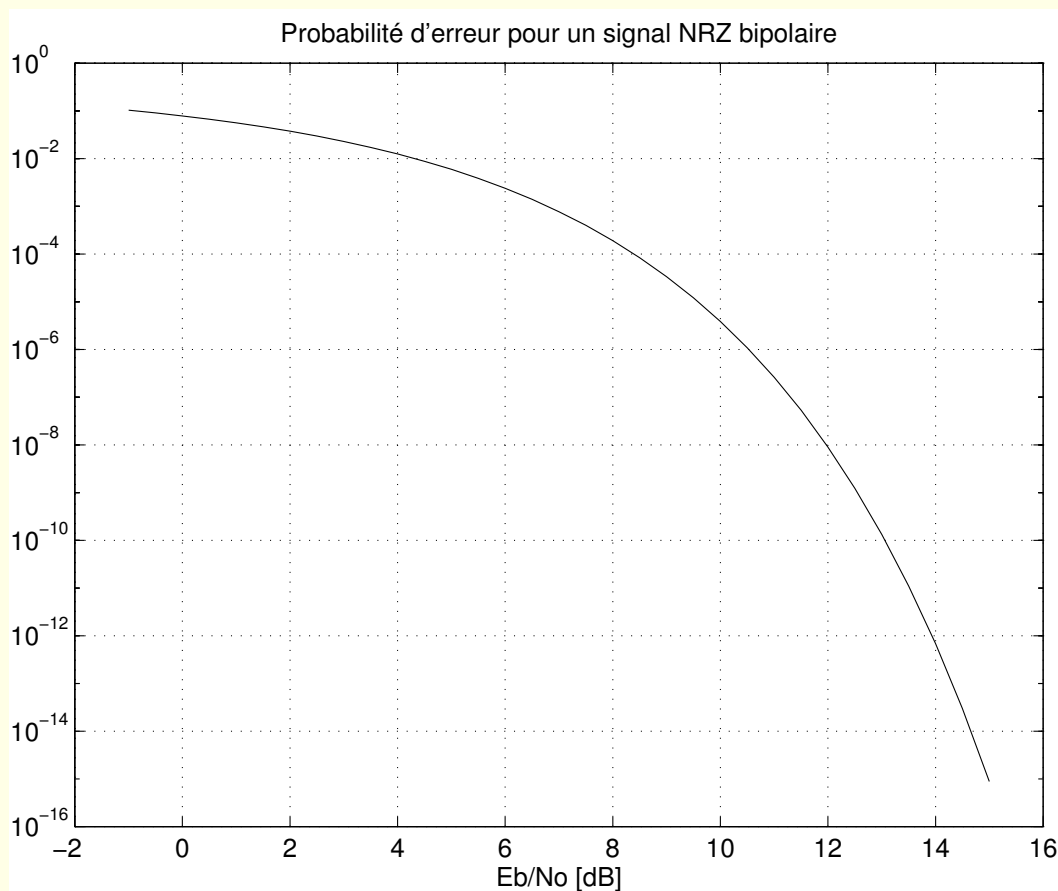


FIG. 6.9 – Taux d'erreur pour un codage en ligne de type NRZ bipolaire.

Comme il n'est pas possible d'agir sur la valeur de la puissance de bruit  $N_0$ , diminuer la probabilité d'erreur ne pourra se faire que par l'augmentation de  $E_b$ . Puisque  $E_b = V^2 T_b$ , il faudrait donc augmenter  $V$  –du moins quand ce degré de liberté existe– ou ralentir la cadence d'émission.

En pratique, on recourt à une autre technique, en l'occurrence à celle des codes détecteurs ou correcteurs d'erreur qui diminuent le taux d'erreur mais qui présente l'inconvénient d'élargir la bande de base à même débit utile d'information.

## 6.5 Types de transmission

Les données sont généralement transmises en série, c'est-à-dire que les informations numériques (voix, données, ...) sont envoyées bit par bit, à l'inverse de la transmission en parallèle dans laquelle plusieurs bits sont envoyés en même temps. Cette dernière technique requiert au moins une paire de fils pour chaque bit transmis en parallèle et une logique plus complexe. Les coûts de tels câbles et des composants associés sont trop importants pour envisager de la mettre en œuvre dans le cadre des réseaux longues distances.

Les communications numériques reposent sur la capacité des émetteurs et des récepteurs à connaître le début et la durée de chaque bit transmis afin de déterminer la valeur binaire de l'information. De plus, les signaux peuvent être altérés par affaiblissement ou consécutivement à des perturbations électromagnétiques. Pour permettre la synchronisation de l'horloge du récepteur sur celle de l'émetteur, deux approches sont utilisées : la transmission asynchrone et la transmission synchrone.

### 6.5.1 Transmission asynchrone

Cette première méthode consiste à transmettre les bits par groupes, appelés caractères, de 5 à 8 bits, ce qui permet au récepteur de se synchroniser au début de chaque caractère. Quand aucun caractère n'est transmis, la ligne est en état d'attente. Cet état est représenté par un signal continu de valeur 1, c'est-à-dire une tension négative.

L'intervalle de temps qui sépare l'envoi de chaque mot est aléatoire et dépend de l'émetteur (figure 6.10). Le début d'un caractère est signalé par une valeur binaire 0 (bit start) suivie de 5 à 8 bits composant le caractère. Un bit de parité suit le caractère et permet de détecter une erreur de transmission sur le principe suivant : l'émetteur positionne ce bit à 1 si le nombre total de valeurs binaires 1 présentes dans le caractère (et y compris le bit de parité lui-même) est pair. Une autre convention positionne ce bit si le même nombre total est impair. On distingue alors la parité paire et la parité impaire.

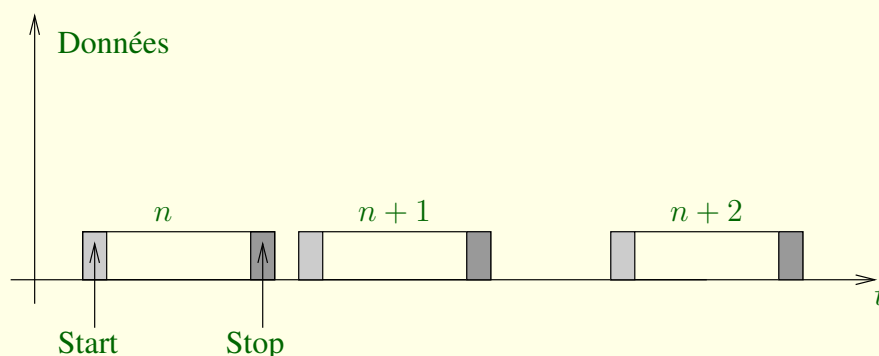


FIG. 6.10 – Transmission asynchrone.

Un dernier bit, appelé bit stop et de valeur binaire 1, clôt le groupe de bits transmis. Ce bit est en réalité du même niveau de tension que le signal représentant l'état d'attente. L'émetteur

transmettra donc ce signal jusqu'au prochain caractère à émettre, la longueur du signal étant d'au moins 1 à 2 équivalents temps bits.

Cette méthode autorise des divergences d'horloge de l'ordre de 5%. Par exemple, si le récepteur est 5% plus lent ou plus rapide que l'émetteur, l'échantillonnage de 8 bits d'information sera décalé de 45% mais sera toujours correct. Les composants sont donc simples à fabriquer et donc bon marché.

Par contre, l'inconvénient de cette méthode est dû au surcoût, appelé *overhead*, c'est-à-dire au nombre de bits de contrôle (de 2 à 4) nécessaires pour transporter un caractère. Par exemple, pour transporter un caractère de 8 bits il faut ajouter un bit *start*, un bit de parité (conseillé, bien qu'optionnel), un bit *stop* de longueur 2, soit en tout 4 bits supplémentaires, ce qui représente un surcoût de près de 33%. Au mieux, l'*overhead* est de 20% pour 8 bits de données transmis sans parité.

## 6.5.2 Transmission synchrone

La transmission synchrone permet de transmettre un bloc de bits d'information, appelé *trame*, sous la forme d'un flot continu de bits sans bit de synchronisation *start* et *stop*. Les données sont rythmées par une horloge qui assure un temps constant entre chaque bit envoyé, mais aussi entre chaque mot (cf. figure 6.11). La synchronisation des horloges est obtenue soit en générant un signal sur une ligne séparée, soit en utilisant les signaux de données comme référence d'horloge. La dernière méthode est la plus utilisée car elle permet d'utiliser moins de fils.

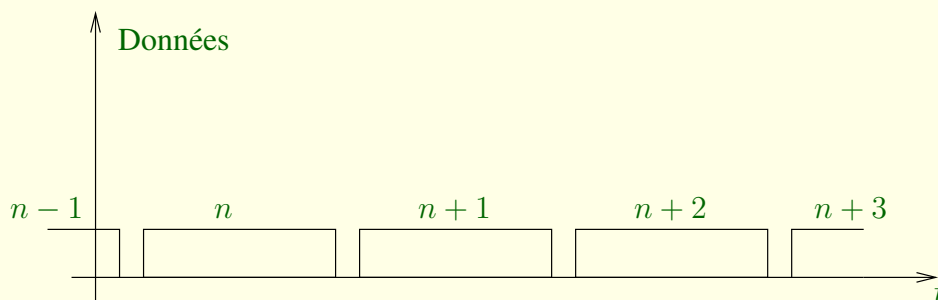


FIG. 6.11 – Transmission synchrone.

Ce type de transmission implique un autre niveau de synchronisation pour déterminer le début et la fin d'une trame. Un préambule, et subsidiairement un postambule, doivent être générés au début et à la fin d'une trame. De plus, le bit de parité ne suffit plus pour détecter les erreurs, car le nombre de bits est trop important. Ces techniques font partie de protocoles comme le protocole HDLC (High Data Level Control).

Cette méthode présente les avantages et les inconvénients inverses de la transmission asynchrone : le surcoût généré est d'environ 1% pour des trames de 1000 bits. Par contre, la logique de contrôle est plus complexe et fait appel à des logiciels de niveau supérieur.

Il est à noter que la mise en œuvre d'un protocole asynchrone est possible sur une ligne synchrone, mais le débit de cette dernière doit être quatre fois plus élevé que celui désiré pour

l'asynchrone.

En règle générale, le récepteur doit reconstituer l'horloge si elle n'est pas transmise. Il utilise pour cela des techniques de récupération d'horloge ou récupération de rythme qui permettent d'extraire celle-ci à partir du signal reçu.



# Chapitre 7

## Modulation numérique et modems

### 7.1 Introduction

L'utilisation des modulations numériques répond à deux impératifs :

- lorsque la transmission des signaux numériques en bande de base n'est pas possible (dans l'air ou sur les lignes téléphoniques), on est obligé de translater le spectre de la bande de base vers les hautes fréquences : il faut réaliser une modulation,
- la demande en plages de fréquences augmente considérablement, alors que le spectre en espace libre est une ressource partagée. Le numérique utilise plus efficacement ces plages car son encombrement est réduit grâce à des techniques de compression de données et de modulations adaptées.

Le principe de la réalisation de la modulation numérique est le même que dans le cas des modulations analogiques : le mélangeur équilibré en est la pièce centrale. La qualité de la liaison se chiffre aussi à l'aide du rapport signal à bruit, mais ces dégradations entraînent des erreurs de transmission, ce qui entraîne la réception de bits erronés. Aussi, la quantité utilisée pour chiffrer la qualité de la transmission est la probabilité d'erreur, qui est une fonction du rapport signal à bruit.

#### 7.1.1 Modulation cohérente ou incohérente

On peut distinguer deux grandes classes de modulation numérique, qui possèdent chacune des propriétés particulières :

- la modulation cohérente : la fréquence de la porteuse est un multiple entier du rythme d'émission  $1/T_b$ ,
- la modulation incohérente : la fréquence de la porteuse n'est pas un multiple entier du rythme d'émission  $1/T_b$ .

Dans le premier cas, la modulation peut être vue comme un cas particulier de codage en ligne à l'émission en bande de base ; l'onde de mise en forme est tout simplement un signal sinusoïdal périodique. Toutefois, la modulation cohérente exige une synchronisation parfaite entre la source d'information et la porteuse, ce qui n'est guère aisé à réaliser. Il faut alors recourir à une modu-

lation incohérente. On devine que la conception du récepteur sera guidée par d'autres principes et qu'elle demandera un soin tout particulier.

## 7.1.2 Démodulation cohérente ou incohérente

Il ne faudrait pas confondre la nomenclature du type de modulation avec le principe utilisé dans certains démodulateurs utilisant une reconstitution de la porteuse pour démoduler le signal reçu. Ainsi, on définit également une **démodulation cohérente**, pour laquelle le récepteur dispose de la fréquence et de la phase instantanées en permanence, et une **démodulation incohérente**, pour laquelle cette information n'est pas disponible.

## 7.2 Modulation

### 7.2.1 Hypothèses

Le signal modulant  $m(t)$  sera, sauf précision contraire, un signal aléatoire NRZ bipolaire d'amplitude  $+V$  et  $-V$ . La période bit est  $T_b = 1/f_b$ . L'énergie par bit est  $E_b$ . Le bruit est considéré comme un bruit blanc de densité spectrale  $N_0/2$ .

Dans ce qui suit, nous n'analyserons que les techniques de modulation cohérente. Pour ces modulations, chaque bit modulé contient le même nombre de cycles de la porteuse, c'est-à-dire que fréquence de porteuse et d'émission sont liées par la relation

$$f_c = \frac{n_c}{T_b} \quad (7.1)$$

avec  $n_c$  entier.

### 7.2.2 Modulation d'amplitude numérique cohérente

La modulation numérique d'amplitude porte le nom anglais d'Amplitude-Shift Keying (ASK) qui, dans le cas où un signal est nul, s'appelle on/off keying. Son principe est illustré, en même temps que celui de la modulation de phase et de fréquence, à la figure 7.1. Un signal modulant NRZ à deux états d'amplitude,  $A_0$  et  $A_1$ , multiplie une porteuse. À supposer que les symboles successifs de la source soient indépendants entre eux, la séquence modulée peut être vue comme la somme de deux signaux modulés de type on/off keying. Pour construire chacun d'eux, il suffit de prendre un signal nul au droit des symboles de l'autre séquence.

Soit  $s_0(t)$ , le premier de ces signaux. Il s'exprime comme

$$s_0(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} A_k \text{Rect}_{[0, T_b]}(t - kT_b) \cos(2\pi f_c t) \quad (7.2)$$

où  $A_k$  est une séquence de valeurs prises dans l'ensemble  $\{0, A_0\}$ .

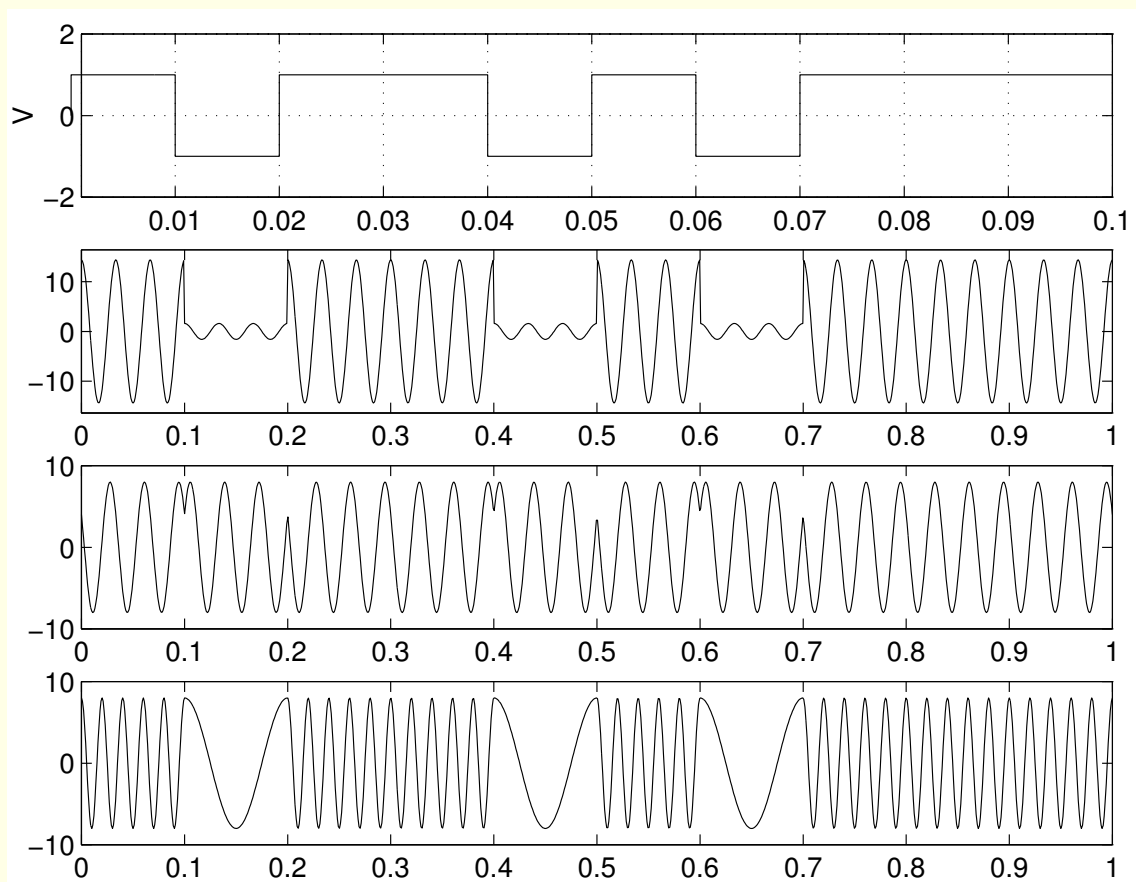


FIG. 7.1 – Signal modulant numérique et signaux modulés respectivement en AM, PM et FM.

## Occupation spectrale

Tout signal fini ayant un spectre infini et cette situation étant inacceptable pour les systèmes de transmission, le signal d'émission subira un filtrage préalable à la transmission. Encore faut-il être en mesure de déterminer les fréquences les plus significatives du signal à émettre.

Dans un premier temps, prenons une approche déterministe. Le cas le plus défavorable, c'est-à-dire celui qui fournira la fréquence significative la plus élevée, est celui où il y a alternance continue entre les deux symboles dans le signal modulant  $m_0(t)$ . Cela mène à un développement en série de FOURIER de la forme

$$m_0(t) = \frac{A_0}{2} \left[ 1 + \frac{4}{\pi} \cos(2\pi(\frac{1}{2}f_b)t) - \frac{4}{3\pi} \cos(2\pi(\frac{3}{2}f_b)t) + \dots \right] \quad (7.3)$$

La composante continue vaut  $A_0/2$  et on remarque la présence de raies spectrales aux multiples impairs de la moitié de la fréquence des bits, c'est-à-dire  $(2n+1)f_b/2$ . Il n'y a pas de raie spectrale pour les multiples entiers de la cadence du flux binaire. Le spectre du signal modulé  $s_0(t)$  est obtenu par transposition du spectre initial à la fréquence de porteuse

$$s_0(t) = \frac{A_0}{2} \left[ \cos(2\pi f_c t) + \frac{2}{\pi} \cos(2\pi(f_c + \frac{f_b}{2})t) + \frac{2}{\pi} \cos(2\pi(f_c - \frac{f_b}{2})t) - \frac{2}{3\pi} \cos(2\pi(f_c + \frac{3f_b}{2})t) - \frac{2}{3\pi} \cos(2\pi(f_c - \frac{3f_b}{2})t) + \dots \right] \quad (7.4)$$

Si, au lieu d'être régulière, la séquence d'entrée est aléatoire et les probabilités d'un 0 ou d'un 1 équiprobables, on peut raisonnablement penser que le spectre réel prolongera continûment le spectre discret obtenu pour la séquence régulière. D'un point de vue formel, la modélisation ne diffère en rien de la modélisation faite pour la transmission numérique en bande de base à condition de respecter la condition de cohérence 7.1.

On montre après calculs que la densité spectrale de puissance s'exprime comme la densité spectrale du signal modulant multipliée par la transformée de FOURIER de la porteuse (à un facteur  $1/2$  près), ce qui dans le cas présent donne

$$\gamma(f) = \left[ p_0(1-p_0)A_0^2T_b \left( \frac{\sin(\pi f T_b)}{\pi f T_b} \right)^2 + p_0^2 A_0^2 \delta(f) \right] \otimes \frac{\delta(f-f_c) + \delta(f+f_c)}{4} \quad (7.5)$$

$$= \frac{p_0(1-p_0)A_0^2T_b}{4} \left( \frac{\sin(\pi(f-f_c)T_b)}{\pi(f-f_c)T_b} \right)^2 + \frac{p_0(1-p_0)A_0^2T_b}{4} \left( \frac{\sin(\pi(f+f_c)T_b)}{\pi(f+f_c)T_b} \right)^2 + \frac{p_0^2 A_0^2}{4} \delta(f-f_c) + \frac{p_0^2 A_0^2}{4} \delta(f+f_c) \quad (7.6)$$

Comme on pouvait le pressentir, le spectre se compose d'une raie à la fréquence porteuse flanquée, de part et d'autre, du spectre du signal modulant. Le spectre du signal ASK s'obtient en

additionnant les spectres respectifs de  $s_0(t)$  et de  $s_1(t)$  en tenant compte du fait que  $p_0 + p_1 = 1$ , ce qui ne change rien à l'occupation spectrale.

L'expression rigoureuse du spectre du signal ASK (relation 7.6) confirme l'étendue infinie du spectre. L'usage veut que le spectre filtré contienne au moins la fréquence critique telle que déterminée précédemment, à savoir  $f_b/2$ . On choisira typiquement une fréquence de coupure de  $0,6f_b$  à  $0,75f_b$  ce qui conduit à une bande passante du signal modulé de  $1,2f_b$  à  $1,5f_b$ .

**Définition 41** On introduit alors la notion d'efficacité spectrale comme le flux binaire par  $Hz$ .

La limite supérieure de l'efficacité spectrale pour l'ASK est  $1 [b/s/Hz]$ . En pratique, elle est plutôt entre  $0,65 [b/s/Hz]$  et  $0,8 [b/s/Hz]$ .

### Démodulation cohérente

Le schéma d'un démodulateur ASK cohérent ne diffère pas du schéma utilisé pour la bande de base ; il comporte un filtre adapté, suivi d'un organe de décision. Quelques éléments relatifs à la chaîne de modulation et de démodulation sont illustrés aux figures 7.2 et 7.3.

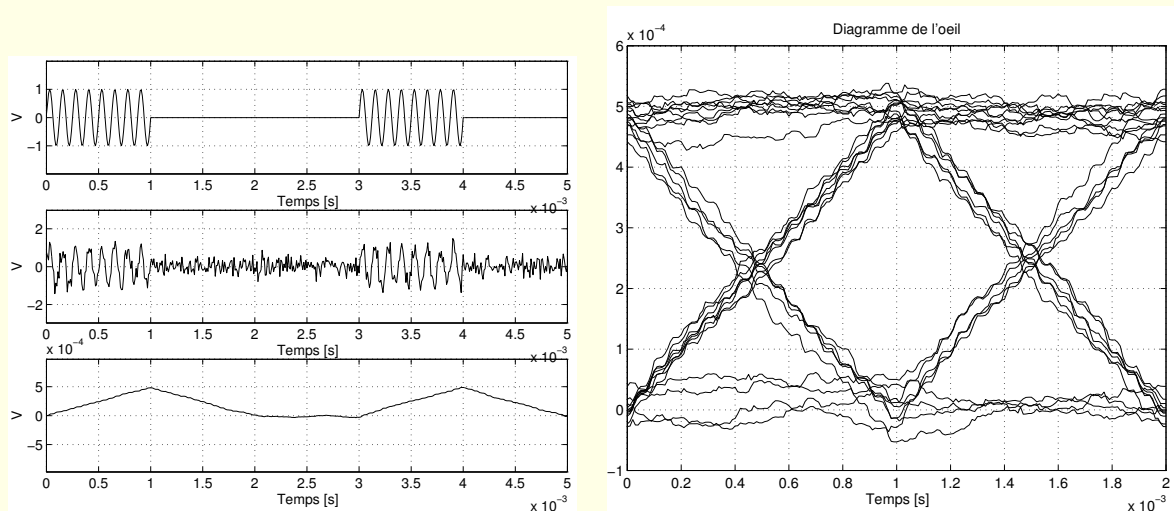


FIG. 7.2 – Signal ASK en présence d'un faible bruit.

On y voit respectivement le signal modulé, le signal modulé bruité, la sortie du filtre adapté et le diagramme de l'œil.

La forte sensibilité de la modulation ASK à des phénomènes de distorsion d'amplitude la rend inadéquate pour des environnements fortement bruités ; on lui préfère alors une modulation angulaire.

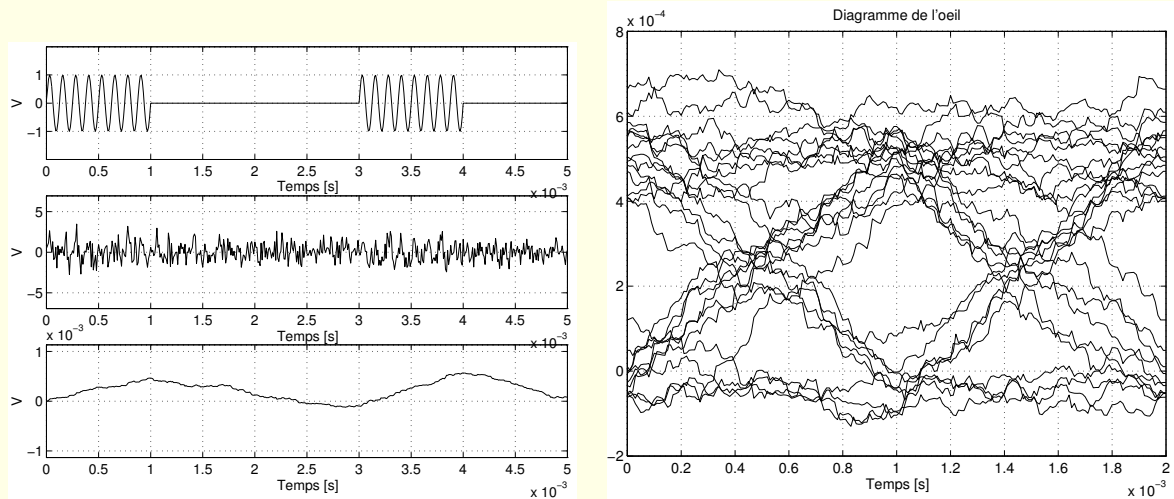


FIG. 7.3 – Signal ASK en présence d'un bruit important.

### 7.2.3 Modulation de phase numérique cohérente

En modulation de phase numérique cohérente, appelée Phase-Shift Keying (PSK), on agit sur la phase de la porteuse. Il y a autant d'états de phase différents qu'il y a de niveaux distincts dans l'alphabet d'émission. Considérons le cas d'une PSK binaire (BPSK). Cette modulation définit les deux états suivants

$$s_0(t) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (7.7)$$

$$s_1(t) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = +\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (7.8)$$

Il s'agit donc, dans ce cas, d'une modulation équivalente à une modulation d'amplitude à deux états de valeurs opposées. Rappelons qu'on choisit une fréquence de porteuse multiple de  $1/T_b$  de manière à avoir une série de cycles de porteuse complets sur la durée d'un bit.

#### Occupation spectrale

L'occupation spectrale d'une modulation de phase cohérente binaire est identique à celle d'une modulation d'amplitude à deux états. Pour s'en convaincre, il suffit de choisir une modulation d'amplitude telle que  $A_0 = -A_1$ . Les conclusions obtenues précédemment s'appliquent donc également au cas de la PSK à deux états.

## Démodulation cohérente

La démodulation d'un signal PSK peut se faire de différentes manières. Dans le cas de la démodulation cohérente, on peut montrer que

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (7.9)$$

### 7.2.4 Modulation d'amplitude en quadrature

Dès que la connaissance exacte de la phase de la porteuse est acquise au récepteur, il n'y a plus aucune raison de coder exclusivement le cosinus de la porteuse. En combinant cosinus et sinus, on peut finalement transmettre deux fois plus d'information dans la même bande passante. On parle de modulation d'amplitude en quadrature de phase (QAM).

L'efficacité spectrale est donc le double de celle d'une ASK ou PSK.

### 7.2.5 Conclusion

La caractérisation des techniques de modulation numérique est d'une grande complexité. Pour les modulations angulaires, il est en outre difficile de déterminer l'occupation spectrale, et donc de calculer leur efficacité spectrale.

Il se fait que, si les avantages des modulations angulaires sont tels qu'on les préfère à des techniques de modulation d'amplitude, les modulations angulaires présentent des sauts de phase et des déviations de fréquence instantanée très importants. Pour y remédier, on a développé des techniques qui minimisent à tout moment la valeur des sauts de phase. On parle alors de techniques du type Minimum-shift keying (MSK). C'est une variante de type MSK qui est utilisée pour la transmission par GSM ; cette variante porte le nom de Gaussian Minimum-shift keying (GMSK).

## 7.3 Les modems

Les modems (abréviation de modulateur - démodulateur) permettent principalement le transfert de données numériques à travers le réseau téléphonique commuté ainsi que les lignes téléphoniques louées (à deux et quatre fils). La liaison entre un terminal (ETTD) et un modem (ETCD) se fait à travers une liaison V24.

On utilise également des modems dans le transfert de données entre radio-amateurs (connexion du modem à l'entrée/sortie audio des émetteurs/récepteurs, par exemple), dans les liaisons numériques utilisant les réseaux de distribution câblée, etc.

Les modems sont des équipements devenus très courant depuis que la connexion individuelle au réseau Internet s'est développée. Comme tous les produits liés à l'informatique grand public, ils ont connu une évolution technique rapide. De nombreuses fonctionnalités implémentées il y a quelques années sous forme logicielle au niveau du terminal sont maintenant réalisées sous forme matérielle dans les modems (compression, détection d'erreurs, ...).

Le terme de “modem bande de base” est souvent utilisé pour désigner un “émetteur récepteur en bande de base” (ERBDB). On préférera ce dernier terme, moins ambigu. Le terme de modulation est en effet généralement associé à l’utilisation d’une onde porteuse, ce qui n’est pas le cas des ERBDB.

### 7.3.1 Modes

#### Mode simplex

Le mode **simplex** désigne un fonctionnement unidirectionnel. Un modem est chargé d’émettre les données, l’autre de les recevoir.

#### Mode half-duplex

Le mode **semi-duplex** (ou **half-duplex**) permet tour à tour à chaque modem d’émettre et de recevoir des données. Les transferts de données sont autorisés dans les deux sens mais jamais en même temps.

#### Mode duplex simultané

Le mode **duplex simultané** (ou **full-duplex**) désigne un fonctionnement bidirectionnel simultané. À tout moment, les deux modems peuvent recevoir et émettre des données. Cela est simple à réaliser sur une liaison spécialisée à quatre fils mais pose quelques problèmes spécifiques sur une liaison à deux fils.

Le mode duplex simultané peut être **symétrique**. Dans ce cas, les deux modems émettent au même rythme. Il arrive cependant que la liaison soit **dissymétrique** et offre des débits différents dans chaque sens. C’est typiquement le cas des liaisons entre un terminal et un serveur distant. Le débit nécessaire à la transmission de données issues d’un clavier est faible si on le compare au débit nécessaire au rafraîchissement de l’écran.

Une liaison bidirectionnelle simultanée peut être réalisée à l’aide d’un multiplexage en fréquence. L’établissement de la communication permet de désigner un modem appelant et un modem appelé. La répartition des fréquences se fait généralement ainsi : le modem appelant émet dans la bande de fréquences la plus basse et reçoit dans la bande la plus haute. Pour le modem appelé, c’est évidemment le contraire. L’inconvénient majeur de ce procédé est de diviser par deux la bande passante disponible pour chaque sens de transmission.

Il est également possible de simuler une liaison duplex simultanée à l’aide de modems semi-duplex équipés de mémoires tampon (buffers). Des procédures de contrôle de flux se chargent alors de commuter le sens de transmission des données selon les besoins. Le débit global de la liaison est, là encore, partagé entre chaque sens de transmission. Cette technique est peu performante dans le cas de transmissions sur le réseau téléphonique commuté à cause des temps de propagation qui ralentissent les changements de sens de transmission.

La méthode la plus efficace et la plus utilisée dans les modems à haut débit utilise l’annulation d’écho. Cette méthode permet de superposer sur une même paire de fils, au même instant et dans la même bande de fréquence un signal émis et un signal reçu.



### 7.3.2 Modulation

Les modems les plus rapides utilisent une modulation de type **QAM** avec codage en treillis des différents symboles.

Les taux d'erreurs de transmission sont notamment fonction de la qualité de la ligne et de la densité de états numériques distincts. Certains modems ajustent automatiquement, en fonction des évolutions momentanées de la qualité de la ligne, le nombre de symboles et donc le débit binaire fourni.

### 7.3.3 Protocoles de transfert de données

Plusieurs protocoles de transfert de données peuvent être implémentée dans le modem lui-même. Ces protocoles complètent ou remplacent avantageusement les protocoles de transfert de fichier de type Xmodem.

Nous citerons ici les protocoles MNP (pour Microcom Networking Protocol) et LAP-M (Link Access Procedure for Modems). Ces protocoles effectuent la détection des erreurs grâce au calcul d'un code à redondance cyclique (**CRC**). En cas d'apparition d'erreurs, ils gèrent la retransmission des trames erronées. Les protocoles MNP et LAP-M sont spécifiés dans les recommandations V42 et V42bis de l'ITU-T.

### 7.3.4 Compression de données

De nombreux modems intègrent un algorithme de compression de données. Il s'agit, le plus souvent, de l'algorithme LZ (pour LEMPEL et ZIV qui ont inventé cette technique).

Contrairement à certains algorithmes statistiques utilisés pour compresser des fichiers stockés, l'algorithme LZ n'a pas besoin de connaître l'ensemble des données à transmettre avant de commencer à fonctionner. Il effectue une compression des données "au vol", c'est-à-dire au fur et à mesure de leur apparition. De plus, il s'agit d'un algorithme efficace et rapide, aussi bien en compression qu'en décompression. Un algorithme de ce type est spécifié dans la recommandation V42bis de l'ITU-T. Il permet alors des taux de compression de 3 : 1 à 4 : 1 pour des fichiers de texte.

### 7.3.5 Normes

Les modems permettent l'accès au réseau téléphonique commuté (RTC) ou à des liaisons spécialisées (LS). La série V de l'ITU-T regroupe l'ensemble des recommandations sur le sujet. Seules les principales sont regroupées dans la table 7.1.

| Rec.           | Mode        | Débit [ $b/s$ ] | Modulation | Réalisation du mode multiplex |
|----------------|-------------|-----------------|------------|-------------------------------|
| V21            | duplex      | 300             | FSK        | multiplexage en fréquence     |
| V22            | duplex      | 1200            | PSK        | multiplexage en fréquence     |
| V22bis         | duplex      | 2400            | QAM        | multiplexage en fréquence     |
| V23            | semi-duplex | 1200/75         | FSK        | voie de retour optionnelle    |
| V29            | -           | 9600            | QAM        | multiplexeur optionnel        |
| V32            | duplex      | 9600            | QAM        | annulation d'écho             |
| V32bis         | duplex      | 14400           | QAM        | annulation d'écho             |
| V33            | -           | 14400           | QAM        | annulation d'écho             |
| V34            | duplex      | 33600           | QAM        | annulation d'écho             |
| <del>V90</del> |             | 56000           | PCM        |                               |

TAB. 7.1 – Recommandations ITU-T.

# Chapitre 8

## Notions de code

### 8.1 Introduction

Transmettre de l'information est utile en soi ; la transmettre sans erreur c'est encore mieux. On pourrait ainsi résumer la problématique des télécommunications.

Dans le cas de communications numériques, le théorème de SHANNON-HARTLEY met en lumière l'impossibilité qu'il y a à transmettre de l'information numérique sans erreur dans un canal bruité lorsque le rapport signal à bruit est insuffisant pour le débit souhaité. En effet, alors qu'on est maître de la puissance du signal utile, il n'en est pas de même pour la puissance de bruit. Cette dernière dépend de facteurs non contrôlés par l'émetteur.

#### Formes de contrôle d'erreur

Pourtant, il existe différents procédés visant à atteindre l'objectif d'une transmission sans erreur à travers un canal bruité. La solution consiste à agir dans les couches supérieures du modèle OSI, au-delà de la couche physique qui elle est régie par les contraintes définies en termes de probabilité d'erreurs en fonction d'un rapport énergie par bit sur bruit.

Ces solutions sont principalement de deux types :

1. Adjoindre une série de bits supplémentaires au message afin de détecter et de corriger les erreurs détectées. On peut tout simplement songer à dupliquer l'information ; une erreur sur 1 bit devient alors aisément détectable.
2. Commander la retransmission de messages erronés. Le mécanisme est alors celui d'une transmission avec accusé de réception. Le récepteur qui reçoit un message sans erreur renvoie un accusé de réception positif (Acknowledgment, ACK). Dans le cas contraire, le récepteur renvoie un accusé de réception négatif (Negative Acknowledgment, NACK) qui équivaut à une demande de retransmission. Cette procédure automatique de demande de retransmission est appelée, en anglais, Automatic Repeat Request (ARQ). On la retrouve dans bon nombre de protocoles du modèle OSI ou de ses équivalents.

L'étude menée ici porte sur les codes détecteurs et correcteurs d'erreur ; les techniques de retransmission automatique seront abordées lors de l'étude des protocoles.

### 8.1.1 Exemple

Les systèmes de télévision offrent des exemples simples et instructifs de codage de mots par blocs. En télévision numérique, le codage de source, c'est-à-dire le codage numérique des informations de couleur et de son, préalable à tout système d'émission, est régi par la norme MPEG-2.

Cette norme définit plusieurs niveaux de qualité par l'entremise, entre autres, de la résolution des échantillonnages de la luminance et des deux signaux de chrominance. Le format le plus courant, format 4 : 2 : 2, consiste à garder tous les échantillons de luminance mais seulement un échantillon sur deux pour les chrominances.

Les deux composantes de chrominance ont des valeurs analogiques de tension comprises entre -0,5 [V] et +0,5 [V]. Ces niveaux sont quantifiés par codage PCM pour aboutir à des valeurs comprises entre 16 et 240, 128 étant le niveau 0 [V]. Le tableau 8.1 reprend ces 3 niveaux de chrominance et leur adjoint leur équivalent quantifié.

| Tension  | Niveau quantifié | Équivalent binaire |
|----------|------------------|--------------------|
| -0,5 [V] | 16               | 00010000           |
| 0 [V]    | 128              | 10000000           |
| +0,5 [V] | 240              | 11110000           |

TAB. 8.1 – Liens entre 3 valeurs analogiques de chrominance et les niveaux quantifiés.

Le passage entre la deuxième colonne et la troisième colonne revient à générer implicitement un code affecté aux mots de 8 bits, appelés octets, représentant les niveaux. Grâce à cette écriture, on remarque que les octets qui codent des amplitudes supérieures ou égales à 0 débutent par un bit de poids fort (MSB, Most Significant Bit) égal à 1, tandis que les octets qui codent les niveaux inférieurs à 0 ont 0 comme MSB.

En télévision numérique de couleur au standard 4 : 2 : 2, chaque ligne active de la composante de luminance est encadrée d'un délimiteur de début de ligne (start) et de fin de ligne (stop). Ces délimiteurs comportent un octet  $XY$  formé de deux demi-octets  $X$  et  $Y$ . Le quartet  $X$  est de la forme  $X = (1, F, V, H)$ . Le bit  $F$  définit le numéro de la trame en cours ; le bit  $V$  précise le type de ligne (active ou de suppression). Le bit  $H$  précise si le délimiteur est start ou stop. Le quartet  $Y$  a pour but de sécuriser la transmission du quartet  $X$  en permettant de corriger les erreurs simples et de détecter les erreurs doubles sur le triplet  $FVH$ . Pour ce faire,  $Y = P_1P_2P_3P_4$  est défini comme suit

$$\begin{aligned}
 P_1 &= V \oplus F \oplus H \\
 P_2 &= V \oplus F \\
 P_3 &= F \oplus H \\
 P_4 &= V \oplus H
 \end{aligned}$$

où le OU exclusif (XOR), noté  $\oplus$ , correspond à une addition modulo 2, comme indiqué dans la table ci-après :

| $V$ | $H$ | $V \oplus H$ |
|-----|-----|--------------|
| 0   | 0   | 0            |
| 0   | 1   | 1            |
| 1   | 0   | 1            |
| 1   | 1   | 0            |

À partir de cette table de vérité et sachant que l'addition modulo 2 est distributive, on peut établir la valeur du bit  $P_1$  du quartet  $Y$ . Les résultats sont repris dans le tableau 8.2.

| $F$ | $V$ | $H$ | $P_1 = (F \oplus V) \oplus H = F \oplus (V \oplus H) = (F \oplus H) \oplus V$ |
|-----|-----|-----|---|
| 0   | 0   | 0   | 0   |
| 0   | 0   | 1   | 1   |
| 0   | 1   | 0   | 1   |
| 0   | 1   | 1   | 0   |
| 1   | 0   | 0   | 1   |
| 1   | 0   | 1   | 0   |
| 1   | 1   | 0   | 0   |
| 1   | 1   | 1   | 1   |

TAB. 8.2 – Détermination du bit  $P_1$  d'un délimiteur MPEG-2.

En scrutant ces deux tableaux, on remarque que les quatre bits de  $Y$  sont à 1 lorsqu'un nombre impair de variables est à 1. À la réception, en rajoutant les bits de  $Y$  aux variables qui les engendrent, on doit obtenir un nombre pair de 1.

### Application au codage détecteur et correcteur d'erreurs

En conséquence, les bits apparaissent comme des bits de parité, ce qui permet de définir le quartet  $Y = P_1P_2P_3P_4$ , comme un mot de code de parité. Dans ces conditions, l'assemblage du mot message  $m = (F, V, H)$ , longueur  $k = 3$  bits, et du mot parité  $p = (P_1, P_2, P_3, P_4)$ , de longueur  $r = 4$  bits, forme un ensemble dit mot de code par blocs ou mot codé par bloc  $c = (P_1, P_2, P_3, P_4|F, V, H)$ , de longueur  $n = 7$  bits.

### Détection des erreurs en réception

Si une erreur se glisse lors de la transmission, donnant lieu à l'émission d'un bit erroné sur  $F$ ,  $V$  ou  $H$ , elle sera facilement détectée en réception en recalculant les bits de parité sur les valeurs de  $F$ ,  $V$ ,  $H$  reçues et en les comparant aux bits de parité reçus.

L'utilisation d'un seul bit de parité permettrait de constater la présence d'une erreur en transmission, mais ne permettrait pas de localiser le bit erroné. C'est pourquoi on est amené à transmettre un nombre relativement élevé de bits de parité (4 bits ici pour un message de 3 bits !).

Dans un tel type de code, les bits du message sont transmis tels quels, précédés ou suivis du bloc des bits de parité, si bien qu'on parle de code systématique.

## 8.2 Modèle

L'exemple de signaux MPEG-2 est généralisable sous un formalisme adéquat. Comme préalable, il faut définir un modèle de canal qui sous-tend la conception de codes.

### 8.2.1 Modèle de canal

#### Canal discret sans mémoire

**Définition 42** *Un canal discret sans mémoire est caractérisé par un alphabet d'entrée, un alphabet de sortie et un jeu de probabilités conditionnelles,  $p(j|i)$ , où  $1 \leq i \leq M$  représente l'indice du caractère d'entrée,  $1 \leq j \leq Q$  représente l'indice du caractère de sortie, et  $p(j|i)$  la probabilité d'avoir  $j$  en réception alors que  $i$  a été émis.*

La probabilité d'un symbole de réception dépend donc exclusivement du caractère correspondant émis. Pour un modèle de canal avec mémoire, on rompt cette limitation en autorisant qu'un caractère dépende de plusieurs symboles d'entrée pris à des temps différents.

#### Canal binaire symétrique

Le canal binaire symétrique est un cas particulier de canal discret sans mémoire. Les alphabets d'entrée et de sortie se limitent aux deux caractères 0 et 1. De plus, les probabilités conditionnelles sont symétriques

$$\begin{aligned} p(0|1) &= p(1|0) = p \\ p(1|1) &= p(0|0) = 1 - p \end{aligned}$$

Sur base d'un modèle de ce type, on définit aisément la probabilité d'erreur d'un démodulateur. Dans le cas d'une modulation de phase à deux états, on établit que la probabilité d'erreur  $P_e$  vaut

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (8.1)$$

La démodulation comprenant le filtre adapté suivi d'un organe de décision est relativement contraignante car elle s'effectue statiquement sur base d'un seuil.

#### Canal gaussien

On peut généraliser la notion de canal discret sans mémoire en prenant le même alphabet d'entrée discret à  $M$  niveaux, mais en considérant que la sortie est continue sur l'intervalle  $[-\infty, +\infty]$ . Cette modélisation permet de considérer que le canal ajoute du bruit au signal. Soit

donc un bruit gaussien de moyenne nulle et de variance  $\sigma^2$ , la densité de probabilité de la variable aléatoire de sortie  $z$ , liée à la valeur estimée  $u_k$ , issue du filtre adapté, est

$$p(z|u_k) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(z-u_k)^2}{2\sigma^2}} \quad (8.2)$$

Quand l'organe de décision dispose des densités de probabilité pour toutes les valeurs d'entrée, il est en mesure de prendre une décision plus souple sur le symbole transmis mais ce type de décision est plus complexe.

Dans notre cas, nous prendrons le schéma usuel de décision, à savoir celui qui consiste à établir les décisions sur base de seuils fixés une fois pour toutes.

### 8.2.2 Flux binaire et redondance

Dans le cas de messages codés en blocs, les données de la source sont découpées en blocs de  $k$  bits. Chacun de ces blocs représente une possibilité parmi  $2^k$  combinaisons possibles. Ce bloc sert à déterminer  $r$  bits supplémentaires, appelés bits redondants, bits de parité ou encore bits de contrôle pour former un mot de  $n$  bits. L'ajout de bits se traduit par un surcoût quantifié par le taux de redondance.

**Définition 43** *Le taux de redondance d'un code est défini par le rapport*

$$\frac{n - k}{n} \quad (8.3)$$

En raison de la redondance qu'ils introduisent, la majorité des codes entraînent un accroissement de la bande de fréquences. Ainsi, un code dont le taux est de  $1/2$  (soit 100% de redondance) nécessite le doublement de la bande de fréquences.

## 8.3 Codes linéaires

Revenons un instant au signal MPEG-2. Soient  $m_1 = F$ ,  $m_2 = V$  et  $m_3 = H$ , les trois bits du message que l'on veut coder. On écrit pour les bits du message codé :  $c_1 = P_1$ ,  $c_2 = P_2$ ,  $c_3 = P_3$ ,  $c_4 = P_4$ ,  $c_5 = m_1$ ,  $c_6 = m_2$  et  $c_7 = m_3$ . Les expressions explicites de chacun des bits de parité s'écrivent alors de manière formelle

$$\begin{aligned} c_1 &= \alpha_{11}m_1 \oplus \alpha_{21}m_2 \oplus \alpha_{31}m_3 \\ c_2 &= \alpha_{12}m_1 \oplus \alpha_{22}m_2 \oplus \alpha_{32}m_3 \\ c_3 &= \alpha_{13}m_1 \oplus \alpha_{23}m_2 \oplus \alpha_{33}m_3 \\ c_4 &= \alpha_{14}m_1 \oplus \alpha_{24}m_2 \oplus \alpha_{34}m_3 \\ c_5 &= m_1 \\ c_6 &= m_2 \\ c_7 &= m_3 \end{aligned}$$

avec des valeurs  $\alpha_{ij}$  adéquates.

Les bits de parité apparaissent donc comme des combinaisons linéaires du message proprement dit. Il en va de même, plus généralement, des bits  $c_i$  ( $1 \leq i \leq n$ ) du mot de code par blocs. On se trouve donc dans le cas d'une algèbre linéaire. Il est tout naturel d'appeler code **linéaire** le code étudié et tout code de même nature. On peut alors écrire ce type de codage à l'aide de représentations matricielles qui en simplifient grandement l'exposé.

### 8.3.1 Un exemple simple : code redondant

Prenons le cas d'une source binaire. On peut, par exemple, décider de tripler les symboles d'émission. Ainsi, 0 et 1 deviennent respectivement 000 et 111. Comme le montre la figure 8.1, l'effet du triplement peut s'interpréter comme le passage d'un espace à une dimension à un espace à trois dimensions. Néanmoins, en l'absence de toutes erreurs, seuls les états (0,0,0) et (1,1,1) sont possibles.

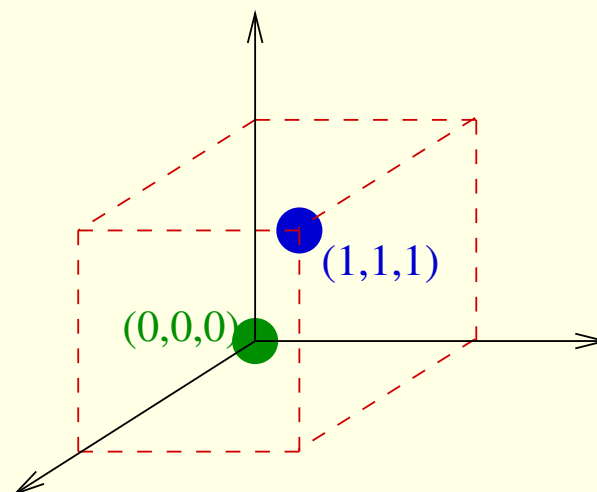


FIG. 8.1 – Interprétation d'un code redondant dans un espace à 3 dimensions.

Après transmission, il se peut fort bien que le récepteur obtienne un triplet erroné, comme (0,0,1). Dans ce cas d'erreur **simple**<sup>1</sup>, le décodeur peut opérer une correction par vote majoritaire. Ce type de correction est illustré à la figure 8.2.

Dans le cas d'erreurs doubles ou triples, la correction par vote majoritaire ne permet pas d'obtenir la valeur correcte du bit d'information généré par la source. En conséquence, on observe que le codage par triplement permet seulement certaines corrections ; ces corrections se traduisent pas une diminution de la probabilité d'erreur sur bit d'information de la source. Remarquons au passage que le codage par doublement n'aurait permis aucune correction d'erreur.

<sup>1</sup>Une erreur est dite simple lorsque seul un bit est incorrect.



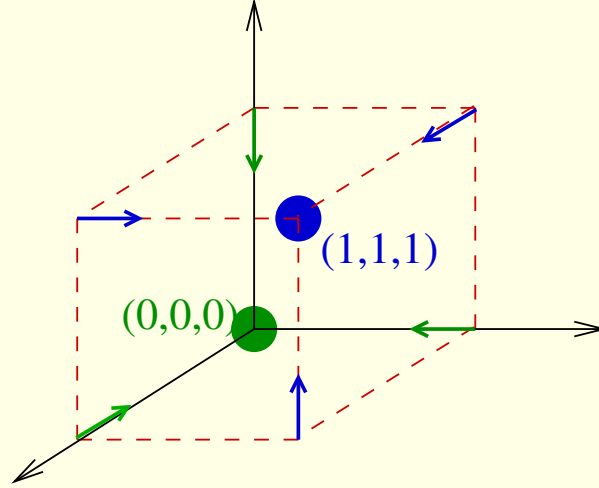


FIG. 8.2 – Possibilité de corrections d’erreurs simples par vote majoritaire.

### 8.3.2 Définitions et notations

On convient d’appeler vecteur message  $\vec{m}$  la matrice ligne dont les  $k$  éléments sont les bits ordonnés du message

$$\vec{m} = (m_1, m_2, \dots, m_k) \quad (8.4)$$

On appelle de même vecteur de parité  $\vec{p}$  la matrice ligne dont les  $r$  éléments sont les bits de parité ordonnés

$$\vec{p} = (p_1, p_2, \dots, p_r) \quad (8.5)$$

et on note  $\vec{c}$  le vecteur constitué des  $n$  bits constituant le mot codé

$$\vec{c} = (c_1, c_2, \dots, c_n) \quad (8.6)$$

### 8.3.3 Matrice génératrice

Au moyen de cette notation, on écrit la forme matricielle d’un mot codé

$$\vec{c} = \vec{m}G \quad (8.7)$$

La matrice  $G$  est appelée matrice génératrice. Elle a pour expression générale

$$G = \begin{bmatrix} \vec{v}_1 \\ \vec{v}_2 \\ \vdots \\ \vec{v}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} & \dots & v_{1n} \\ v_{21} & v_{22} & \dots & v_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ v_{k1} & v_{k2} & \dots & v_{kn} \end{bmatrix} \quad (8.8)$$

**Exemple.** Dans le cas des signaux MPEG, la matrice génératrice se ramène à

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (8.9)$$

On peut voir les 3 vecteurs  $\vec{v}_1, \vec{v}_2, \vec{v}_3$  ainsi déterminés comme les vecteurs de base d'un sous-espace vectoriel d'un espace vectoriel à 7 dimensions défini à partir du champ binaire  $(\{0, 1\}, \oplus, \times)$  où  $\oplus$  et  $\times$  représentent respectivement l'addition modulo 2 et la multiplication. Par exemple, le mot codé pour le message (110) est

$$\vec{c} = (110) \begin{bmatrix} \vec{v}_1 \\ \vec{v}_2 \\ \vec{v}_3 \end{bmatrix} = 1 \times \vec{v}_1 \oplus 1 \times \vec{v}_2 \oplus 0 \times \vec{v}_3 \quad (8.10)$$

$$= (1101100) \oplus (1110010) \oplus (0000000) \quad (8.11)$$

$$= (0011110) \quad (8.12)$$

En prenant toutes les combinaisons possibles pour les éléments du message (il y en a  $2^k$ ), on génère  $2^k$  vecteurs dispersés dans un espace à  $n$  dimensions. En d'autres termes, l'effet du code est de répartir  $2^k$  messages dans un espace comprenant  $2^n$  messages. Plus ces messages seront éloignés entre eux, plus la probabilité de les confondre diminuera et plus la résistance au bruit augmentera. C'est là tout l'enjeu des codes.

### 8.3.4 Codes à parité

#### Codes à détection de parité simple

Les codes à parité simple se contentent d'ajouter un bit de parité pour la détection ou correction d'erreur. La valeur de la parité est calculée de manière à assurer que la somme des bits du message plus le bit de parité soit égale à 1, on parle alors de parité impaire, ou égale à 0, il s'agit dans ce cas de parité paire. La figure 8.3 montre le principe des codes de parité paire pour des transmissions série et parallèle.

Le récepteur se charge de vérifier si la parité est respectée. Si la parité n'est pas respectée, le récepteur peut en déduire la présence d'une erreur. L'erreur peut être de plusieurs types :

- bit de parité erroné,
- bit du message erroné, ou
- nombre impair de bits erronés dans le mot codé.

Le récepteur n'est pas pour autant en mesure de corriger systématiquement l'erreur. Il devra, pour bien faire, analyser toute l'information dont il dispose, c'est-à-dire l'ensemble des bits de parité, et en déduire un résultat aussi proche que possible du mot codé réel.

Supposons que les erreurs soient de probabilité égale sur tous les bits de  $\vec{c}$ . La probabilité d'avoir  $j$  erreurs dans un bloc de taille  $n$  est

$$p(j, n) = \frac{n!}{j!(n-j)!} p^j (1-p)^{n-j} \quad (8.13)$$

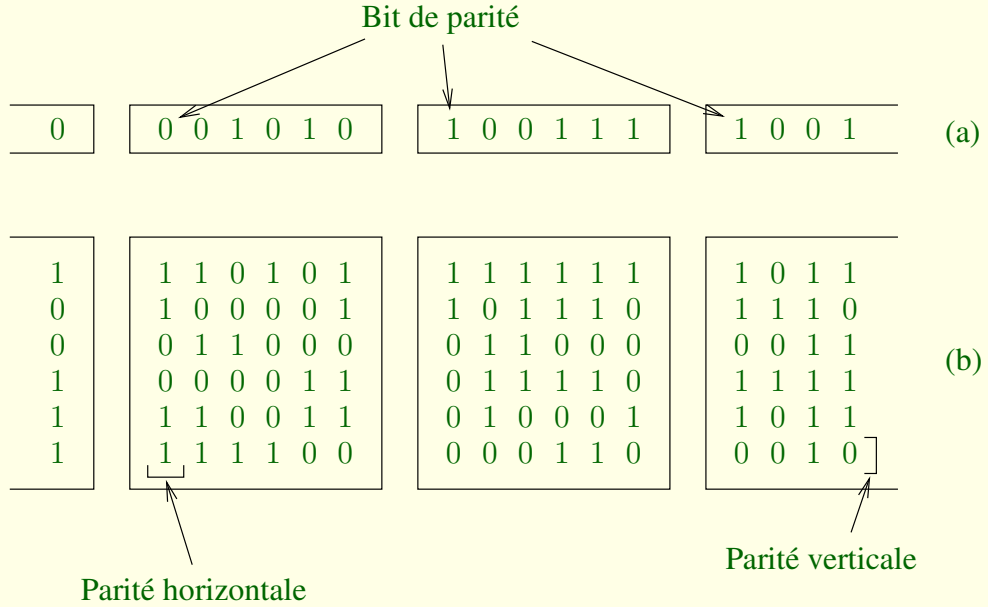


FIG. 8.3 – Codes de parité paire pour (a) connexion série ou (b) parallèle.

où  $p$  représente la probabilité d'avoir un bit erroné. Dans le cas d'un bit de parité unique, la probabilité de ne pas détecter un bit erroné vaut donc

$$\sum_{j=1}^{n/2 \text{ n pair}} \frac{n!}{(2j)!(n-2j)!} p^{2j} (1-p)^{n-2j} \quad (8.14)$$

La figure 8.4 montre la probabilité d'erreur  $P_e$  en fonction du rapport  $E_b/N_0$  d'un démodulateur dont les messages ont été préalablement encodés par des codes  $(n, k)$ .

La courbe (1, 1) représente la PSK à deux états (BPSK) sans encodage. Dans cet exemple, l'intérêt de l'encodage se manifeste au-delà d'une valeur de  $E_b/N_0$  de 5,5 [dB]. En-dessous de cette valeur, le codage introduit une perte de l'énergie  $E_b$  qui n'est pas compensée par une diminution de l'effet de bruit.

### 8.3.5 Code systématique

**Définition 44** Un code est dit *systématique* si une partie du mot codé coïncide avec le message.

Dans le cas d'un code systématique, il est d'usage de placer le message original dans la seconde

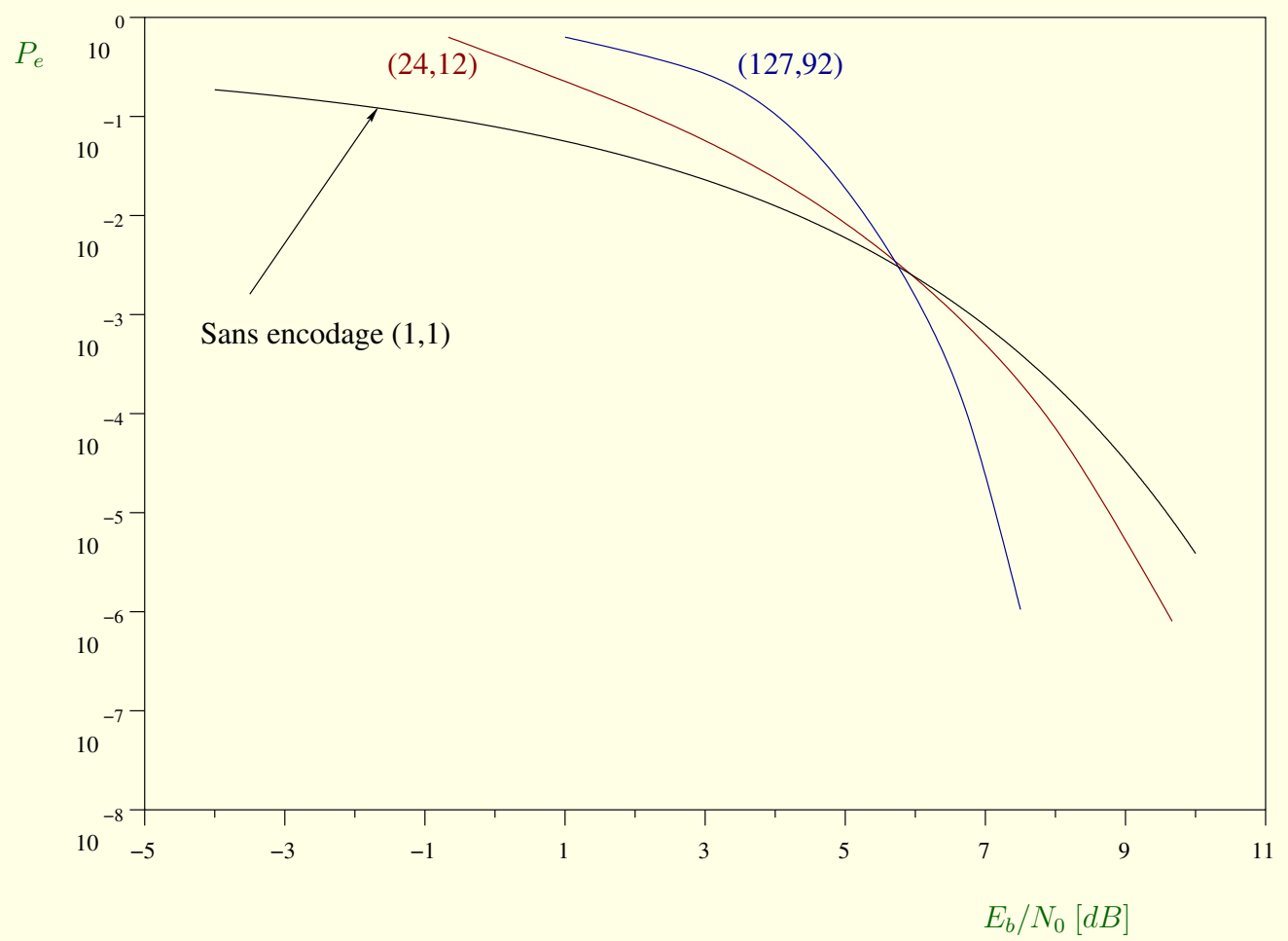


FIG. 8.4 – Performance d’une détection PSK après codage.

partie du mot codé. Dès lors, la matrice  $G$  s'exprime comme

$$G = [P \mid I_k] \quad (8.15)$$

$$= \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & \dots & p_{1(n-k)} & 1 & 0 & \dots & 0 \\ p_{21} & p_{22} & \dots & p_{2(n-k)} & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & & & \ddots & \\ p_{k1} & p_{k2} & \dots & p_{k(n-k)} & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (8.16)$$

Et donc

$$\vec{c} = (c_1, c_2, \dots, c_n) = (m_1, m_2, \dots, m_k) \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & \dots & p_{1(n-k)} & 1 & 0 & \dots & 0 \\ p_{21} & p_{22} & \dots & p_{2(n-k)} & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & & & \ddots & \\ p_{k1} & p_{k2} & \dots & p_{k(n-k)} & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (8.17)$$

tel que

$$\begin{aligned} c_i &= m_1 p_{1i} + m_2 p_{2i} + \dots + m_k p_{ki} & i = 1, \dots, (n-k) \\ &= m_{i-n+k} & i = (n-k+1), \dots, n \end{aligned} \quad (8.18)$$

Finalement, le mot codé est constitué de bits de parité précédant le message

$$\vec{c} = \underbrace{p_1, p_2, \dots, p_{n-k}}_{\text{parité}} \underbrace{m_1, m_2, \dots, m_k}_{\text{message}} \quad (8.19)$$

**Exemple.** Dans le cas de MPEG,

$$\vec{c} = (m_1 \oplus m_2 \oplus m_3, m_1 \oplus m_2, m_1 \oplus m_3, m_2 \oplus m_3, m_1, m_2, m_3) \quad (8.20)$$

Cette expression permet de deviner les raisons qui ont conduit au choix des bits de parité. Les bits  $c_2, c_3, c_4$  sont tels qu'on essaie d'isoler une erreur sur un bit du message. Le bit  $c_1$  est lui plutôt destiné à indiquer des erreurs multiples.

## 8.4 Détection et correction d'erreur

L'introduction de bits de parité diminue la probabilité d'erreur, à condition de travailler avec un rapport signal à bruit suffisant. Il reste néanmoins des erreurs qu'il convient de détecter et de corriger dans la mesure du possible. La détection d'erreurs se fait par le biais de la matrice de contrôle de parité et du syndrome d'erreur.

### 8.4.1 Matrice de contrôle de parité

Soit  $H$  la matrice appelée matrice de contrôle de parité, destinée à permettre le contrôle d'erreur. Pour toute matrice  $G$  de taille  $(k \times n)$ , il existe une matrice  $H$ , de taille  $(n-k, n)$ , telle

que les lignes de  $H$  soient orthogonales aux lignes de la matrice  $G$ ; autrement dit,  $GH^T = \underline{0}$ , où  $H^T$  est la transposée de la matrice  $H$  et  $\underline{0}$  une matrice  $(k, n - k)$  dont tous les éléments sont nuls. Pour respecter la contrainte d'orthogonalité, la matrice  $H$  a la forme

$$H = [I_{n-k} \mid P^T] \quad (8.21)$$

ce qui conduit à la forme transposée

$$H^T = \left[ \begin{array}{c} I_{n-k} \\ P \end{array} \right] \quad (8.22)$$

$$\left[ \begin{array}{cccc} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & & & \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ p_{11} & p_{12} & \dots & p_{1(n-k)} \\ p_{21} & p_{22} & \dots & p_{2(n-k)} \\ \vdots & & & \\ p_{k1} & p_{k2} & \dots & p_{k(n-k)} \end{array} \right] \quad (8.23)$$

On vérifie aisément que tout produit  $\vec{c} H^T$  pour tout  $\vec{m}$  généré au moyen de la matrice génératrice  $G$  fournit un vecteur nul

$$\vec{c} H^T = (p_1 + p_1, p_2 + p_2, \dots, p_{n-k} + p_{n-k}) = 0 \quad (8.24)$$

Ce système d'équations fournit un outil précieux pour la détection des erreurs de transmission lors du décodage en réception. En effet, un mot codé  $\vec{c}$  a été généré par  $G$  si et seulement si  $\vec{c} H^T = 0$ .

### 8.4.2 Vecteur syndrome d'erreur

En réception, les équations 8.24 de contrôle de parité ne peuvent être vérifiées qu'en l'absence d'erreur de transmission.

Le vecteur  $\vec{e}$ , dit vecteur d'erreur, correspond à l'erreur de transmission qui se superpose au mot  $\vec{c}$  transmis. En réception, on observe donc le vecteur

$$\vec{r} = \vec{c} + \vec{e} \quad (8.25)$$

Pour savoir s'il y a erreur de transmission ou non, il est naturel de former le vecteur

$$\vec{s} = \vec{r} H^T \quad (8.26)$$

**Définition 45** Le vecteur  $\vec{s} = \vec{r} H^T$  est appelé vecteur syndrome d'erreur ou plus simplement syndrome.

En développant l'expression du syndrome,

$$\vec{s} = (\vec{c} + \vec{e}) H^T \quad (8.27)$$

$$= \vec{c} H^T + \vec{e} H^T \quad (8.28)$$

$$= \vec{e} H^T \quad (8.29)$$

Dès lors, si le vecteur  $\vec{s}$  est le vecteur nul, il n'y a pas eu d'erreur de transmission. Sinon la transmission a été affectée par du bruit.

### 8.4.3 Correction d'erreur

La détection d'erreur peut parfois s'accompagner d'une correction d'erreur. Pour arriver à une expression analytique des erreurs qui peuvent être corrigées, il convient de disposer d'une table reliant la valeur du syndrome à l'erreur  $\vec{e}$  correspondante.

On obtient cette table en construisant une table à double entrée comprenant tous les mots codés possibles ainsi que toutes les vecteurs d'erreur (voir le tableau 8.3). Chaque ligne contient un vecteur d'erreur ainsi que le résultat de la superposition de ce message d'erreur sur l'ensemble des mots de code.

|                     |                                 |     |                                 |     |                                     |
|---------------------|---------------------------------|-----|---------------------------------|-----|-------------------------------------|
|                     | $\vec{c}_1$                     | ... | $\vec{c}_i$                     | ... | $\vec{c}_{2^k}$                     |
| $\vec{e}_1$         | $\vec{c}_1 + \vec{e}_1$         | ... | $\vec{c}_i + \vec{e}_1$         | ... | $\vec{c}_{2^k} + \vec{e}_1$         |
| $\vec{e}_2$         | $\vec{c}_1 + \vec{e}_2$         | ... | $\vec{c}_i + \vec{e}_2$         | ... | $\vec{c}_{2^k} + \vec{e}_2$         |
| $\vdots$            | $\vdots$                        |     | $\vdots$                        |     | $\vdots$                            |
| $\vec{e}_j$         | $\vec{c}_1 + \vec{e}_j$         | ... | $\vec{c}_i + \vec{e}_j$         | ... | $\vec{c}_{2^k} + \vec{e}_j$         |
| $\vdots$            | $\vdots$                        |     | $\vdots$                        |     | $\vdots$                            |
| $\vec{e}_{2^{n-k}}$ | $\vec{c}_1 + \vec{e}_{2^{n-k}}$ | ... | $\vec{c}_i + \vec{e}_{2^{n-k}}$ | ... | $\vec{c}_{2^k} + \vec{e}_{2^{n-k}}$ |

TAB. 8.3 – Ensemble des combinaisons de mots codés et de vecteurs d'erreur.

Au total, le tableau contient  $2^n$   $n$ -uplets de l'espace vectoriel à  $n$  dimensions. Un calcul simple permet d'obtenir les syndromes de toutes ces combinaisons vectorielles. En effet, soit le vecteur  $\vec{r} = (\vec{c}_i + \vec{e}_j)$  obtenu à la réception. Le syndrome de ce vecteur vaut

$$\vec{s} = (\vec{c}_i + \vec{e}_j) H^T = \vec{c}_i H^T + \vec{e}_j H^T \quad (8.30)$$

Mais comme  $\vec{c}_i$  est un mot codé,  $\vec{c}_i H^T = \underline{0}$ . Dès lors,

$$\vec{s} = (\vec{c}_i + \vec{e}_j) H^T = \vec{e}_j H^T \quad (8.31)$$

Autrement dit, le syndrome dépend de l'erreur et non pas de la valeur de message. De plus, cette relation montre que tous les éléments d'une même ligne du tableau 8.3 ont un syndrome identique. De cette manière, il y a une correspondance entre un syndrome et un vecteur d'erreur. On en déduit l'algorithme de correction d'erreur suivant :

1. Calcul du syndrome  $\vec{s} = \vec{r} H^T$  sur base du signal reçu.
2. Détermination du vecteur d'erreur  $\vec{e}_j$  correspondant.
3. Estimation du mot codé réel au moyen de  $\vec{c} = \vec{r} \oplus \vec{e}_j$ .

## 8.5 Efficacité de codage

### 8.5.1 Poids et distance de HAMMING

La discussion précédente a clairement montré que toutes les erreurs ne pouvaient pas être corrigées. Avant de déterminer la capacité de correction d'un code, il faut pouvoir le caractériser.

**Définition 46** Le poids de HAMMING  $w(\vec{c})$  du vecteur  $\vec{c}$  est le nombre de 1 qu'il contient.

**Exemple.** Voici le poids de deux vecteurs

$$\begin{aligned} w(\vec{c}_1) &= w(100101101) = 5 \\ w(\vec{c}_2) &= w(011110100) = 5 \end{aligned} \quad (8.32)$$

On peut aussi définir la distance entre deux vecteurs.

**Définition 47** Soient deux vecteurs binaires  $\vec{c}_1, \vec{c}_2$ , la distance de HAMMING  $d(\vec{c}_1, \vec{c}_2)$  est le nombre de bits qui diffèrent.

Reprenons l'exemple précédent.  $d(\vec{c}_1, \vec{c}_2) = 6$ . On montre aisément que poids et distance sont liés par la relation

$$d(\vec{c}_1, \vec{c}_2) = w(\vec{c}_1 \oplus \vec{c}_2) \quad (8.33)$$

### 8.5.2 Distance minimale

Considérons à présent l'ensemble de paires de vecteurs d'un espace vectoriel. Le code est caractérisé par la plus petite distance entre ses vecteurs,  $d_{\min}$ . Cette distance définit le maillon le plus faible du code car elle détermine le cas le plus contraignant de résistance au bruit.

Par définition, l'espace linéaire est tel que toute combinaison linéaire de mots codés est également un mot codé. Par exemple  $d(\vec{c}_1, \vec{c}_2) = w(\vec{c}_1 \oplus \vec{c}_2) = w(\vec{c}_3)$ . Dès lors, pour déterminer la distance entre deux mots codés, on peut se contenter de déterminer le poids de l'ensemble des mots codés<sup>2</sup>; le poids minimum correspond à la distance minimale.

### 8.5.3 Détection et correction d'erreur

Le récepteur a pour mission de déterminer le mot émis  $\vec{c}_i$  sur base du mot reçu  $\vec{r}$ . La stratégie consiste à recourir au maximum de vraisemblance. On choisit le vecteur  $\vec{c}_i$  qui vérifie la relation

$$p(\vec{r} | \vec{c}_i) = \max_{\vec{c}_j} p(\vec{r} | \vec{c}_j) \quad (8.34)$$

---

<sup>2</sup>On ne considère évidemment pas le mot codé nul.



Dans le cas le plus simple, le vecteur  $\vec{c}_i$  est choisi tel que

$$d(\vec{r}, \vec{c}_i) = \min_{\vec{c}_j} d(\vec{r}, \vec{c}_j) \quad (8.35)$$

En d'autres termes, le décodeur détermine la distance entre le mot reçu et tous les mots, avant de sélectionner le mot de code le plus proche.

Le processus de décision est conceptuellement similaire à celui utilisé lors de la démodulation de signaux ASK par exemple. On détermine une frontière entre les signaux possibles et on choisit un signal suivant la zone à laquelle il appartient. Il en va de même ici. Le seuil est défini par

$$t = \text{arrondi\_} \frac{d_{\min} - 1}{2} \quad (8.36)$$

où `arrondi_` est l'arrondi à la valeur entière inférieure. Pour  $t$ , on parle de **capacité de correction d'erreur**. La grandeur  $t$  représente en fait le nombre maximum d'erreurs que l'on peut corriger.

## 8.6 Quelques codes courants

### 8.6.1 Code de HAMMING

Les codes de **HAMMING** constituent un sous-ensemble des codes en blocs pour lesquels  $(n, k)$  valent

$$(n, k) = (2^m - 1, 2^m - 1 - m) \quad (8.37)$$

pour  $m = 2, 3, \dots$ . Ces codes ont une distance minimale de 3. En conséquence, ils permettent la correction d'une erreur simple ou la détection de toute combinaison d'au plus deux erreurs.

SKLAR [21, page 298] montre que la probabilité d'erreur s'écrit

$$P_B \simeq p - p(1 - p)^{n-1} \quad (8.38)$$

où  $p$  est la probabilité d'erreur du canal.

Il est utile de relier cette relation au taux d'erreur de détection classique. Prenons le cas d'une démodulation BPSK cohérente. Le taux d'erreur due à un bruit additif gaussien dans le canal est

$$P_e = \frac{1}{2} \left( \sqrt{\frac{E_c}{N_0}} \right) \quad (8.39)$$

$E_c$  représente l'énergie par symbole (binaire) du message source. On relie aisément l'énergie par bit réellement transmis  $E_b$  à  $E_c$

$$E_b = \frac{n}{k} E_c \quad (8.40)$$

Ce qui, dans le cas d'un code de **HAMMING**, conduit à déterminer la probabilité d'erreur par bit transmis sur base du changement de variable suivant

$$\frac{E_c}{N_0} = \frac{2^m - 1 - m}{2^m - 1} \frac{E_b}{N_0} \quad (8.41)$$

dans l'expression 8.39. Cette relation est utile si l'on veut comparer les performances d'un code comprenant ou non un précodage de redondance car elle permet de normaliser l'énergie par bit lors du tracé des courbes d'erreur. C'est ainsi qu'on calcule l'expression des courbes d'erreur correspondantes à différents couples de précodage.

Le code a pour effet de modifier l'inclinaison de la courbe de probabilité d'erreur. Au-delà d'une certaine valeur du rapport énergie par bit à puissance de bruit ( $E_b/N_0$ ), il est préférable. Au droit du point d'intersection d'une courbe de précodage avec la courbe sans précodage, un accroissement d'un  $dB$  signifie une différence de taux de probabilités d'erreur qui peut atteindre plusieurs ordres de grandeur.

Mais que l'on ne s'y trompe pas, l'utilisation d'un précodage n'a pas que des avantages. En effet, un taux de redondance de  $1/2$  entraîne le doublement de bande passante. Or, près de  $0\ [dB]$ , l'absence de précodage garantit encore la meilleure performance. Utiliser un précodage dans cette plage conduirait à accroître la bande de fréquences tout en diminuant les performances.

### 8.6.2 Code de GOLAY étendu

Un des codes les plus utiles est le code binaire  $(24, 12)$ , appelé code de GOLAY étendu, formé en ajoutant un bit de parité couvrant la totalité d'un code  $(23, 12)$ . L'ajout de ce bit fait basculer la distance minimale de 7 à 8. De plus, le taux de codage d'un demi est facilement réalisable.

Le taux d'erreur est significativement plus faible que celui d'un code de HAMMING.

### 8.6.3 Code BCH

Les codes de BOSE-CHADHURI-HOCQUENGHEM (BCH) constituent une généralisation des codes de HAMMING. Il s'agit de codes cycliques permettant, entre autres, la correction d'erreurs multiples.

### 8.6.4 Autres codes

Pour être complet, mentionnons encore l'existence d'autres codes :

- Codes de REED-SOLOMON. Ces codes font partie des codes BCH non binaires ; ils sont antérieurs à la généralisation effectuée lors de la découverte des codes BCH.
- Turbo-codes. Il s'agit de codes, relativement récents, ayant des propriétés remarquables pour des canaux particulièrement bruités, là où les codes plus anciens ne conviennent pas. Ces codes combinent des bits de parité horizontaux avec des bits de parité verticaux.

# Chapitre 9

## Supports de transmission

### 9.1 Introduction

La transmission peut se réaliser sur différents supports (câble coaxial, paire torsadée, fibre optique, ...) ou dans l'air. Si les lois de MAXWELL régissent l'ensemble des phénomènes de propagation électromagnétiques, les propriétés des matériaux influencent considérablement les performances, rendant les supports non interchangeables à bien des égards.

La figure 9.1 montre les performances que l'on peut espérer avec les différents supports de transmission physiques. Très clairement, c'est l'utilisation de la fibre monomode qui représente le meilleur choix actuel.

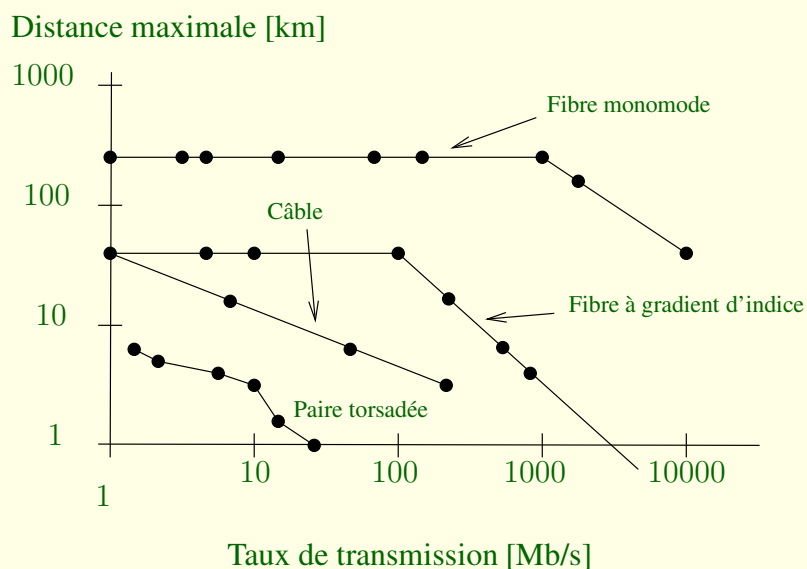


FIG. 9.1 – Comparaison de divers supports de transmission (d'après [26]).

## 9.2 Propagation

### 9.2.1 Équations de MAXWELL

La propagation des ondes électromagnétiques est régie par les équations de MAXWELL. Ces équations établissent un lien entre les sources de rayonnement et les champs électromagnétiques. On peut les écrire sous plusieurs formes : les formes locale ou intégrale, d'une part, décrivent le domaine temporel ou fréquentiel, d'autre part.

Ces équations constituent l'outil de base de tous ceux qui ont à appliquer ou développer l'électricité : génération et transmission de puissance, composants électroniques, radio, hyperfréquences, radar, fibres optiques, etc. Dans le domaine temporel et sous forme locale, les équations de MAXWELL s'écrivent [18]

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (9.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (9.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (9.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (9.4)$$

À l'exception de la densité de charge  $\rho$ , toutes les grandeurs sont des champs de  $\mathbb{R}^3$ , variables dans le temps. Le champ électrique  $\vec{E}$  [V/m] est généré par la variation temporelle de l'induction magnétique, parfois appelé champ magnétique,  $\vec{B}$  [tesla] ou [Vs/m<sup>2</sup>]. Quant au champ magnétique  $\vec{H}$  [A/m], il peut résulter de la présence d'une densité de courant  $\vec{J}$  [C/m<sup>2</sup>] ou d'une variation de la densité de flux électrique  $\vec{D}$ .

#### Vitesse de propagation des ondes

La lumière est un exemple familier de propagation électromagnétique. Les ondes radio constituent une autre classe d'ondes électromagnétiques, mais elles diffèrent de la lumière par leur fréquence qui est plus petite de plusieurs ordres de grandeur.

Une onde se propage dans le vide à la vitesse de  $3 \times 10^8$  [m/s]. Dans l'air, l'onde se propage moins vite et nettement moins vite le long d'une ligne de transmission.

### 9.2.2 Limitations

Quatre phénomènes affectent le débit associé à une onde électromagnétique :

**Atténuation** L'atténuation est un phénomène équivalent à une perte d'énergie du signal se propageant. On l'exprime généralement en [dB] par kilomètre.

**Distorsion** Un canal qui fournit en sortie la version du signal original ainsi que des versions atténuées décalées dans le temps, introduit un effet de distorsion d'amplitude et de phase.

**Dispersion** La dispersion est le phénomène à l'origine d'un étalement de l'onde, ce qui dans le cas de communications numériques, se répercute par une confusion entre symboles successifs.

**Bruit** Il est totalement impossible d'éviter un bruit dans un système de communications. En fait, les équipements génèrent eux-mêmes un bruit. À cela vient se rajouter le bruit du canal. Aujourd'hui, on préfère utiliser des techniques de transmission numériques pour contrer les effets d'un bruit additif de canal. On peut ainsi espérer un taux d'erreur de l'ordre de  $10^{-12}$  pour une transmission sur fibre optique et  $10^{-7}$  sur une paire de cuivre.

En pratique, le taux d'erreur par bit  $P_e$  n'est pas le seul paramètre significatif pour une transmission numérique. En effet, les bits d'information sont rarement isolés ; ils sont plutôt regroupés par paquets. Or, une erreur sur 1 bit du paquet revient à considérer le paquet comme fautif dans sa totalité.

Soit  $N$ , la taille des paquets à transmettre, la probabilité d'erreur par paquet vaut

$$P_P = 1 - (1 - P_e)^N \quad (9.5)$$

ce qui s'exprime par

$$P_P \simeq N \times P_e \text{ si } N \times P_e \ll 1 \quad (9.6)$$

**Exemple.** Une taille de paquet  $N = 10^5$  et un taux d'erreur par bit  $P_e = 10^{-7}$  conduit à  $P_P \simeq 10^{-2}$ .

## 9.3 Transmission par ligne

### 9.3.1 Définitions

**Définition 48** On appelle *ligne* tout support physique de transmission constitué d'un milieu matériel fini.

Les deux formes de lignes les plus courantes sont la *paire torsadée* constituée de deux conducteurs arrangés en hélice et la *paire coaxiale* formée de deux conducteurs concentriques séparés par un isolant.<sup>1</sup>

**Définition 49** On appelle *câble de transmission*, tout support physique constitué d'un ensemble de lignes.

En raison de leur coût modeste, les câbles sont utilisés abondamment en télécommunications : câble téléphonique, câble informatique à paires torsadées, câble TV à paire coaxiale, . . .

---

<sup>1</sup>L'étude de la fibre optique est menée plus loin.

### 9.3.2 Propriétés électriques du cuivre

En régime statique, les lignes constituées de cuivre possèdent des propriétés électriques qui, au niveau macroscopique, s'expriment principalement par une résistance, un effet capacitif et un effet inductif.

#### Résistance

Un fil de cuivre de section  $A$  présente une résistance au courant de valeur

$$R = \frac{\rho l}{A} \quad (9.7)$$

où  $\rho$  et  $l$  désignent respectivement la résistivité du conducteur et la longueur du fil (cf. figure 9.2). Ce paramètre, différent pour tout fil, a une influence directe sur l'atténuation de l'onde transportée.

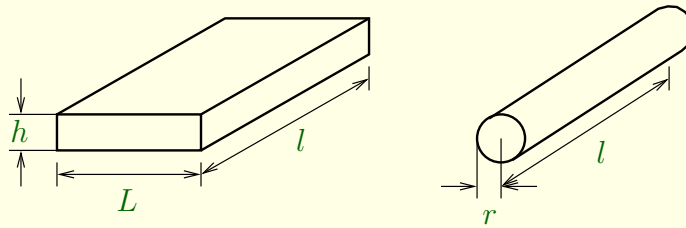


FIG. 9.2 – Résistance d'un conducteur.

Mais ce n'est pas le seul paramètre important car il faut également tenir compte des effets capacitifs et inductifs d'une paire de fils.

#### Capacité

On peut montrer que, pour les structures de la figure 9.3, les capacités valent respectivement

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\log(r_2/r_1)} \quad (9.8)$$

$$C = \frac{\pi\epsilon}{\log(s/r)} \quad (9.9)$$

#### Inductance

Quant à la valeur de l'inductance, elle s'obtient en tirant profit de la propriété générale suivante

$$LC = \epsilon \quad (9.10)$$

Dans ce qui suit, la ligne est considérée comme idéale, c'est-à-dire comme ayant les mêmes propriétés électriques sur toute sa longueur.

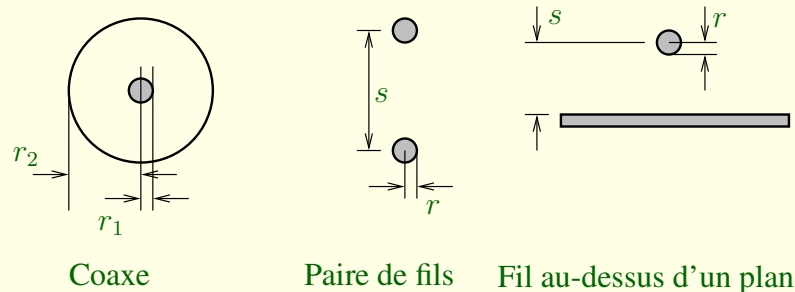


FIG. 9.3 – Section de différentes lignes.

### 9.3.3 Propagation

La propagation d'une onde électromagnétique le long d'une ligne de transmission prend la forme d'une onde électromagnétique transverse (TEM, Transverse Electromagnetic Mode). L'onde se propage d'abord dans le diélectrique qui sépare les deux conducteurs d'une ligne de transmission. La figure 9.4 montre les formes des champs dans une série de structures électriques à deux conducteurs.

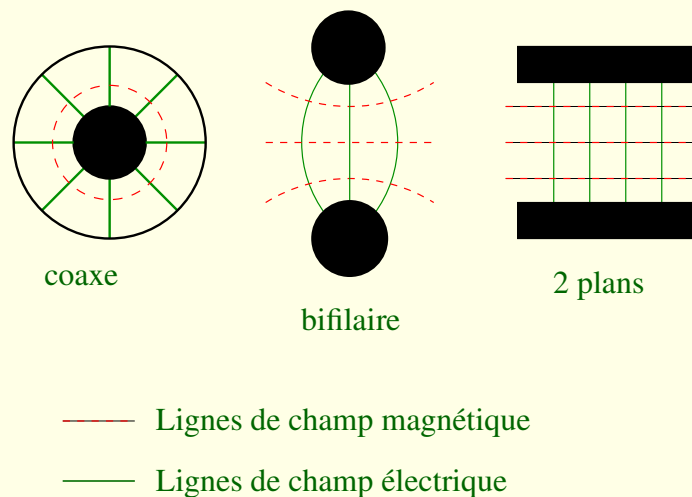


FIG. 9.4 – Configuration du champ électromagnétique en mode TEM pour quelques types de lignes.

### 9.3.4 Modèle électrique

Après avoir déterminé les caractéristiques électriques principales d'une paire de conducteurs, on peut modéliser le fonctionnement électrique d'une ligne en imaginant le système comme une succession de bouts de lignes infinitésimaux ; la figure 9.5 montre un bout de ligne infinitésimal.

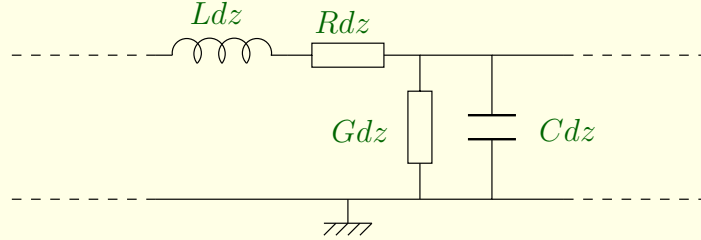


FIG. 9.5 – Segment de ligne infinitésimal.

### Paramètres primaires

$R$ ,  $L$ ,  $C$  et  $G$  sont appelés paramètres primaires de la ligne avec :

- $R$  = résistance linéique élémentaire, représentant la résistance de la ligne par unité de longueur  $[\Omega/m]$ . Elle dépend en particulier de la section et de la nature du conducteur,
- $L$  = inductance linéique  $[H/m]$ , modélisant la présence de champ électrique inter et intra-structures conductrices,
- $C$  = capacité linéique  $[F/m]$ , caractérisant la capacité du diélectrique constituant la ligne,
- $G$  = admittance linéique  $[\Omega^{-1}/m]$ , représentant les pertes diélectriques et les défauts d'isolation de la ligne. Elle dépend de la nature des isolants.

### Équations des télégraphistes

En mettant bout à bout des segments de ligne infinitésimaux et sur base du schéma de la figure 9.6, on obtient aisément le système d'équations suivantes, dites équations des télégraphistes,

$$\frac{\partial V}{\partial z} = RI + L \frac{\partial I}{\partial t} \quad (9.11)$$

$$\frac{\partial I}{\partial z} = GV + C \frac{\partial V}{\partial t} \quad (9.12)$$

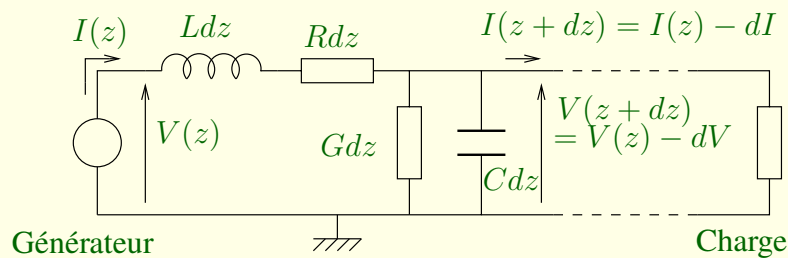


FIG. 9.6 – Modèle d'une ligne de transmission électrique.



La solution du système s'écrit sous la forme d'une équation aux dérivées partielles du second ordre

$$\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = RGV + (RC + LG)\frac{\partial V}{\partial t} + LC\frac{\partial^2 V}{\partial t^2} \quad (9.13)$$

### Cas particulier 1 : ligne sans perte

Dans le cas d'une ligne sans perte ( $R = G = 0$ ),

$$\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = LC\frac{\partial^2 V}{\partial t^2} \quad (9.14)$$

ce qui correspond à une équation d'ondes bien connue dont une combinaison linéaire de signaux sinusoïdaux

$$V(z, t) = (A \cos kz + B \sin kz)(C \cos 2\pi ft + D \sin 2\pi ft) \quad (9.15)$$

### Cas particulier 2 : régime permanent

En régime permanent,  $V(z, t) = V(z)e^{j\omega t}$ . La solution est de la forme

$$\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = (R + jL\omega)(G + jC\omega)V(z) = \gamma^2 V(z) \quad (9.16)$$

En prenant  $\gamma = \alpha + j\beta$ , on obtient

$$V(z) = V_i e^{-\gamma z} + V_r e^{\gamma z} \quad (9.17)$$

L'onde est donc une onde atténuée par  $\alpha$ . On voit tout de suite que l'atténuation croît avec la longueur de la ligne.

Ce facteur d'atténuation ne signifie pas que toute transmission soit impossible mais bien que le signal est atténué dès qu'il y a des pertes dans le conducteur. L'analyse en détail de la question montre que l'atténuation dépend de la fréquence. En fait, elle augmente avec la fréquence. Il est dès lors plus intéressant d'utiliser les basses fréquences pour la transmission. Néanmoins, rien n'empêche d'utiliser les zones d'atténuation plus importantes. C'est le mode de fonctionnement des modems à haut débit ADSL dont le spectre d'utilisation est montré à la figure 9.7.

### Paramètres secondaires

Les paramètres primaires ne modélisent la ligne que d'une manière grossière. On leur préfère souvent les paramètres dits secondaires suivants pour déterminer les propriétés du support :

- impédance caractéristique  $Z_c$

C'est une donnée complexe qui représente l'impédance d'entrée d'une ligne qui serait connectée à sa sortie sur une impédance égale à  $Z_c$ . En pratique, on doit absolument tenir compte de la valeur de l'impédance lors du raccordement de lignes ou d'équipements à un réseau. En effet, si deux lignes n'ont pas la même impédance, le droit du raccord est le lieu de réflexions parasites qui diminuent considérablement les performances de la transmission.

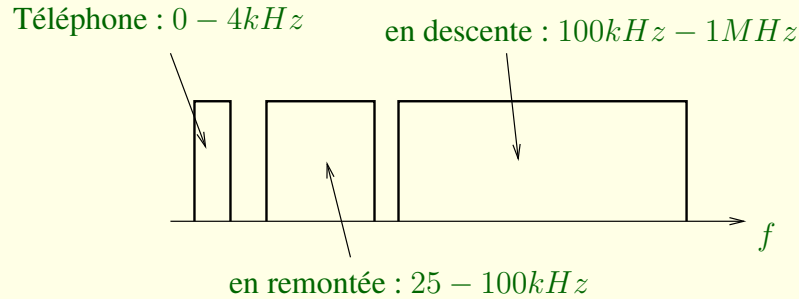


FIG. 9.7 – Spectre d'un signal ADSL.

- coefficient de propagation  $\gamma$  (cf. supra)  
Par définition :  $\gamma = \alpha + j\beta$  où
  - $\alpha$  = affaiblissement linéique en Néper/mètre  $[Np/m]^2$
  - $\beta$  = déphasage linéique (en  $[rad/m]$ )

$\alpha$  représente les pertes subies par le signal électrique lors de la propagation le long de la ligne. Il se mesure en injectant un signal à l'une des extrémités de la ligne et en mesurant le signal reçu à l'autre extrémité.  $\beta$  est lié à la longueur d'onde  $\lambda$  et à la vitesse de propagation  $v$  de l'onde électromagnétique dans le support par

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{v} \quad (9.18)$$

### Relations entre les paramètres primaires et secondaires

Les paramètres primaires et secondaires sont liés par les relations suivantes

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j2\pi fL}{G + j2\pi fC}} \quad (9.19)$$

$$\gamma = \sqrt{(R + j2\pi fL)(G + j2\pi fC)} \quad (9.20)$$

Ces équations sont générales et valables sur tout type de ligne. Toutefois, certaines simplifications sont possibles en considérant un caractère plutôt inductif ou pas de ligne, une fréquence d'utilisation élevée ou non. D'autre part, on peut raisonnablement admettre que l'admittance linéique est négligeable, autrement dit  $G = 0$ , en raison de la présence d'un isolant entre les conducteurs.

Après étude des variations des paramètres secondaires en fonction de la fréquence pour une ligne à caractère inductif ou en haute fréquence ( $2\pi fL \gg R$ ), ou pour l'utilisation en fréquences vocales ( $2\pi fL \ll R$ ), on constate que :

- si  $2\pi fL \ll R$ ,  $Z_c$  est complexe et varie proportionnellement à  $1/\sqrt{f}$ ,  $\alpha$  et  $\beta$  à  $\sqrt{f}$ , ceci provoquant des distorsions d'amplitude et de phase.

<sup>2</sup>Le Néper est lié au décibel par la relation suivante :  $1 [Np] = 8,68 [dB]$ .

- si  $2\pi fL \gg R$ ,  $Z_c$  est réelle et indépendante de  $f$ ,  $\beta$  croît linéairement avec  $f$  ce qui se traduit par l'absence de distorsion de phase.  $\alpha$  est indépendant de  $f$  s'il n'existe pas d'effet de peau (densité de courant uniforme dans toute la section du conducteur). Dans le cas contraire, une distorsion d'amplitude apparaît et  $\alpha$  est proportionnel à  $\sqrt{f}$  (ce qui est le cas des lignes en hautes fréquences).

## Diaphonie

Lorsque deux lignes sont spatialement proches, il peut exister une influence parasite entre les signaux d'information qui sont véhiculés sur chaque voie. Cette perturbation est appelée diaphonie.

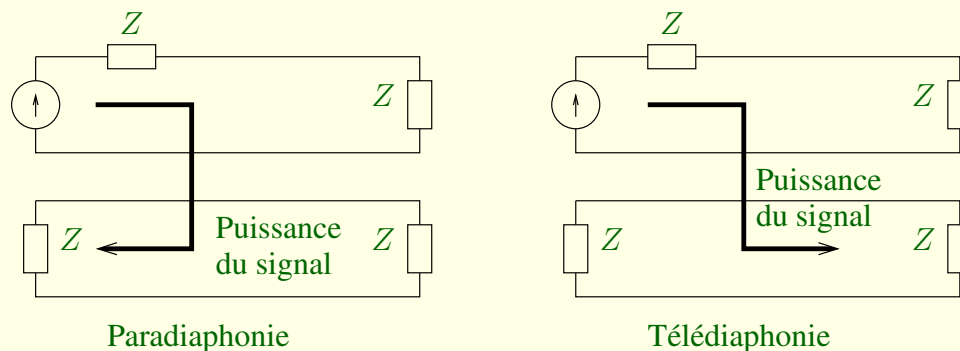


FIG. 9.8 – Paradiaphonie (NEXT) et télédiaphonie (FEXT).

Selon que la ligne perturbatrice provoque un parasite vers l'une ou l'autre des extrémités de la ligne parasitée, on parle de paradiaphonie (**NEXT** en anglais) ou de télédiaphonie (**FEXT** en anglais) (figure 9.8).

L'affaiblissement paradiaphonique est en particulier une grandeur importante dans la pratique pour caractériser un câble de transmission : il permet d'évaluer, à l'entrée d'une ligne perturbée, la perte de signal provoquée par la ligne perturbatrice voisine. Il dépend de la distance entre les lignes d'un même câble, des combinaisons des pas de torsades (pour les paires torsadées) et de la technique de construction du câble.

## 9.4 Exemples de lignes

### 9.4.1 Lignes à paires symétriques

Elles sont constituées de deux paires identiques (lignes aériennes) ou vrillées (paires torsadées).

## Comportement des câbles téléphoniques à basses fréquences

Pour un nombre élevé de communications téléphoniques, les lignes sont regroupées en quarts étoiles en fils de cuivre de 0,4 à 0,8 [mm] de diamètre. Le câble enterré ainsi conçu peut contenir plusieurs centaines de paires isolées par du polyéthylène. Aux fréquences vocales,  $\omega L \ll R$ ,

$$\alpha = \beta \approx \sqrt{\frac{2\pi f RC}{2}} \propto \sqrt{f} \quad (9.21)$$

et

$$Z_c = \sqrt{\frac{R}{2\pi f C}} \propto \frac{1}{\sqrt{f}} \quad (9.22)$$

**Exemple.** Ordre de grandeur des paramètres primaires pour une paire de diamètre 0,4 [mm] :  $R = 290 [\Omega/km]$ ,  $C = 50 [nF/km]$ ,  $\alpha = 0,2 [Np/km]$  à 800 [Hz].

Ces lignes sont utilisées pour des liaisons faible distance, par exemple entre abonnés et centraux téléphoniques.

## Comportement des câbles téléphoniques à hautes fréquences

L'utilisation de câbles à hautes fréquences s'est développée par l'emploi de multiplexage fréquentiel à courants porteurs, permettant de transmettre sur un seul support symétrique un nombre élevé de voies téléphoniques. Ceci nécessite un affaiblissement aussi faible que possible.

**Exemple.** Ordre de grandeur des paramètres primaires et secondaires pour un diamètre de 0,9 [mm] avec isolation papier et  $C = 31,5 [nF/km]$  :

| Fréquence | $R [\Omega/km]$ | $L [\mu H/km]$ | $ Z_c  [\Omega]$ | $\alpha [mNp/km]$ |
|-----------|-----------------|----------------|------------------|-------------------|
| 10 [kHz]  | 52,3            | 766            | 188              | 151               |
| 120 [kHz] | 98,7            | 67,5           | 156              | 363               |

TAB. 9.1 – Ordres de grandeur [20].

## Lignes pour transmissions numériques

Elles sont constituées de deux conducteurs métalliques torsadés présentant des caractéristiques identiques. Les conducteurs sont isolés par une couche de polyéthylène. Les câbles à paires torsadées peuvent comporter de 4 à plus de 200 paires câblées en quarts. Elles peuvent être utilisées pour le transport de signaux numériques et constituent un des supports le plus utilisé en tant que câble universel pour la téléphonie ou le transfert de données ou d'images à haut débit. Leur principal avantage est un faible coût et une grande facilité de mise en œuvre. Afin d'éviter

une trop grande diaphonie entre lignes, les pas de torsade sont tous différents, évitant ainsi toute imbrication d'une ligne dans l'autre (pas de couplage capacitif).

Ces lignes sont assez limitées par rapport à la distance maximale sur laquelle elles peuvent transmettre l'information numérique sans régénération du signal qui est d'environ 100 [m]. Des appareils spécifiques de mesure permettent de connaître les différentes propriétés de ces câbles. Celles-ci sont par exemple évaluées après l'installation d'un pré-câblage informatique.

Dans un réseau local, les câbles peuvent être constitués de paires non blindées (UTP, Unshielded Twisted Pair), écrantées (FTP, Foiled Twisted Pair) ou écrantées paire par paire (STP, Shielded Twisted Pair). Leur impédance caractéristique est de 100, 120 ou 150  $[\Omega]$ . Les câbles sont classés par catégorie en fonction de leur bande passante (cf. tableau 9.2).

| Catégorie | Bande passante | Exemples d'utilisation  |
|-----------|----------------|---|
| 1, 2      |                | Distribution téléphonique (voix)                                |
| 3         | 16 [MHz]       | Voix numérique, réseaux locaux Ethernet 10 [Mb/s] et Any Lan    |
| 4         | 20 [MHz]       | Réseaux Token Ring  |
| 5         | 100 [MHz]      | Réseaux locaux Ethernet 10 et 100 [Mb/s], Token Ring et Any Lan |

TAB. 9.2 – Catégories de câbles [20].

## 9.4.2 Lignes à paires coaxiales

### Constitution

Elles sont constituées de deux conducteurs cylindriques concentriques séparés par un isolant (air ou diélectrique) et enveloppés dans une protection extérieure.

L'âme centrale peut être composée d'un ou de plusieurs fils de cuivre ou d'acier. L'isolant sert à séparer l'âme du conducteur extérieur. Les propriétés du câble sont principalement liées à la nature de cet isolant. Le conducteur extérieur est réalisé à partir de tresses, d'un tube ou d'une feuille de cuivre ou d'aluminium. La gaine extérieure, généralement en PVC, téflon ou polyéthylène (PE), sert de protection mécanique et chimique. Elle peut elle-même être incluse dans une enveloppe supplémentaire (en plomb, fibre de verre ou métallique) pour des conditions extrêmes d'utilisation.

### Propriétés

La figure représente une vue de face d'un câble coaxial.

Le rapport  $D/d$  des diamètres des conducteurs est directement lié à l'atténuation  $\alpha$ . Certaines études ont montré qu'une atténuation minimale par unité de longueur est obtenue pour  $D/d = 3,6$ . Ainsi, la plupart des câbles commercialisés respectent ce rapport. Pour des conducteurs en

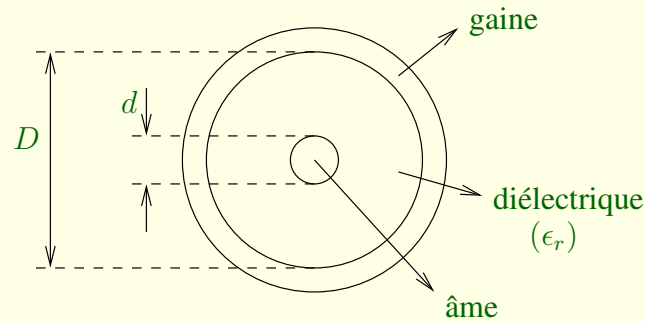


FIG. 9.9 – Vue de face d’un câble coaxial.

cuiivre :

$$\alpha [Np/km] = \frac{0,692 \cdot 10^{-3} \sqrt{\epsilon_r} f \left[ \frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right]}{\log(D/d)}$$

avec  $d$  et  $D$  en  $[mm]$ ,  $f$  en  $[Hz]$ .

Le tableau 9.3 donne deux exemples des propriétés de différents câbles coaxiaux normalisés par l’ITU (cf. [6, page 66]).

| Type   | d [mm] | D [mm] | $Z_c$ [Ω] | $\alpha$ [dB/100m] 200 [MHz] | $\alpha$ [dB/100m] 3 [GHz] |
|--------|--------|--------|-----------|------------------------------|----------------------------|
| RG58W  | 0,9    | 4,95   | 50        | 24                           | 140                        |
| RG35BU | 2,65   | 17,27  | 75        | 4,7                          | 37                         |

TAB. 9.3 – Caractéristiques de deux câbles coaxiaux.

Les deux grandes familles de coaxiaux utilisés ont une impédance caractéristique égale à 50 [Ω] ou 75 [Ω]. Généralement, les coaxiaux 50 [Ω] sont utilisés pour des transmissions en bande de base, ceux de 75 [Ω] en large bande. Leurs applications principales concernent les transmissions numériques à haut débit (500 [Mb/s]), anciennement les transmissions téléphoniques sur des grandes distances ou la télévision par câble (300 [MHz]).

## 9.5 Fibre optique

### 9.5.1 Constitution

Une fibre optique est constituée d’un cylindre de verre très mince (2 à 100  $[\mu m]$ ) appelé cœur, entouré d’une gaine également de verre appelé gaine optique. Le tout est entouré d’une gaine extérieure de protection et d’un renfort de rigidification.

### 9.5.2 Caractéristiques physiques

Le principe de fonctionnement d'une fibre optique repose sur la transmission guidée de la lumière. Supposons un rayon lumineux incident issu d'un milieu d'indice de réfraction  $n_1$  tombant sur une surface le séparant d'un milieu d'indice  $n_2$  (figure 9.10).

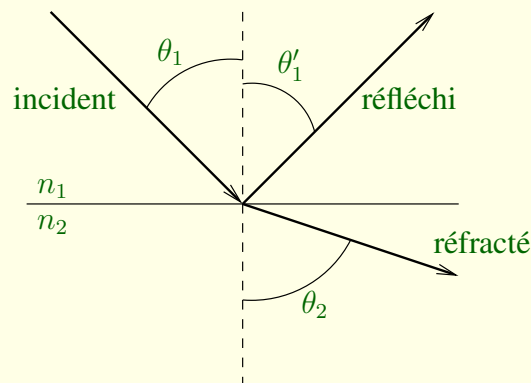


FIG. 9.10 – Rayons incident, réfléchi et réfracté.

On sait alors que  $\theta_1 = \theta'_1$ . Le rayon incident produit également un rayon réfracté dans le milieu  $n_2$ . Le principe de fonctionnement d'une fibre optique est basé sur la loi de SNELL qui établit le lien entre les angles des rayons à l'interface de matériau différent et les indices de réfraction. Cette loi stipule que l'angle  $\theta_2$  de réfraction dépend de l'angle d'incidence  $\theta_1$  suivant la loi

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$$

$\theta_2$  augmente avec  $\theta_1$  jusqu'à ce que le rayon réfracté disparaisse complètement : la valeur de  $\theta_1$  ainsi obtenue est dite angle critique et correspond à la réflexion totale du rayon incident. La mise en œuvre d'une fibre optique consiste à choisir un angle tel que tout le signal lumineux reste confiné à l'intérieur de son cœur. En pratique, si l'angle d'entrée est contenu dans le cône d'acceptance (figure 9.11), le signal lumineux ne subira aucune réfraction.

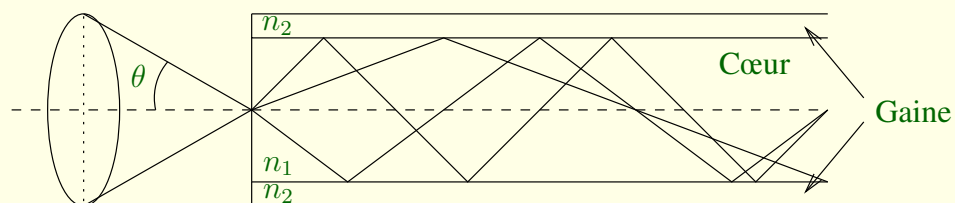


FIG. 9.11 – Cône d'acceptance.

Les rayons lumineux qui pénètrent à l'intérieur de la fibre optique seront complètement réfléchis si leur angle d'incidence est inférieur à  $\theta$ .

### 9.5.3 Modes de propagations

On distingue trois grandes catégories de fibres : les monomodes, multimodes à saut d'indice et multimodes à gradient d'indice.

1. La fibre monomode possède un cœur très fin (de dimension de l'ordre de  $\lambda$ ). Le chemin de propagation est ainsi unique, direct et parallèle à l'axe de la fibre. La dispersion modale est alors quasi-nulle. L'impulsion d'entrée se retrouve en sortie non déformée. C'est le type de fibre le plus performant de ce point de vue.
2. La fibre à saut d'indice est constituée d'un cœur et d'une gaine optique ayant un indice de réfraction différent et constant. En général, le diamètre du cœur est élevé. Ainsi, le fort diamètre du cœur provoque une dispersion importante des signaux qui la traversent, impliquant une déformation du signal d'entrée.
3. La fibre à gradient d'indice est caractérisée par une variation progressive de l'indice de réfraction de  $n_1$  à  $n_2$ , le cœur étant constitué de couches successives de verre ayant chacune un indice de réfraction proche. Les rayons lumineux empruntent des chemins de propagation variables provoquant des temps de propagation différents : une impulsion à l'entrée est ainsi déformée en sortie. Cependant, un choix approprié des variations d'indice permet de tendre vers une égalisation de ces temps de parcours et de réduire ainsi la dispersion modale.

Les fibres se différencient par le nombre de modes TEM qu'elles permettent de véhiculer. Comme le montre la figure 9.12, la fibre multimode permet le transport de plusieurs ondes lumineuses ; son noyau est donc plus large. L'usage de fibres multimode pose néanmoins le problème de la cohérence des sources et de la réception. Aujourd'hui, on leur préfère les fibres monomodes qui acceptent des débits d'information impressionnants.

Le tableau 9.4 résume les principales caractéristiques de fibres optiques courantes. C'est à la fois le profil de l'indice de réfraction et la taille de la fibre qui en déterminent les propriétés.

### 9.5.4 Caractéristiques optiques et mécaniques

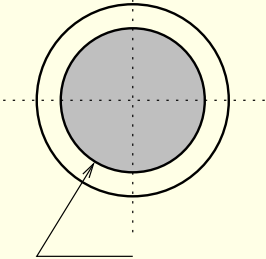
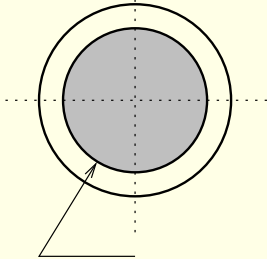
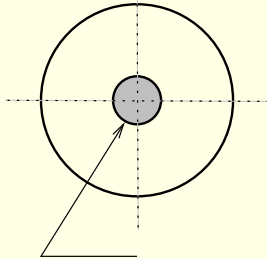
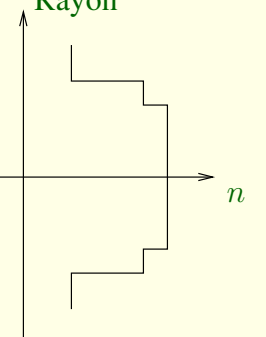
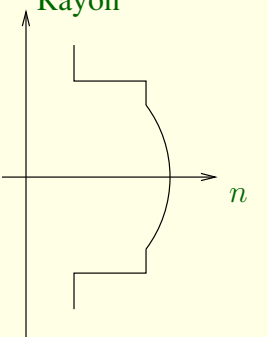
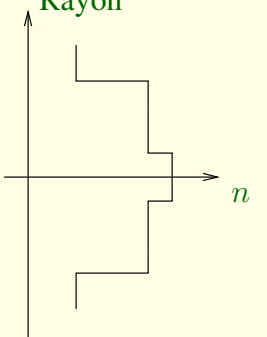
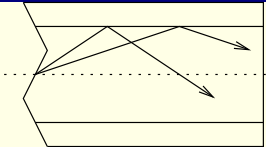
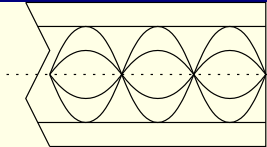
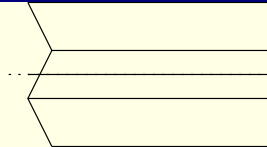
Les deux matériaux de base de la fabrication des fibres sont le plastique et le verre. Le cœur et la gaine sont en général formés du même matériau, excepté pour la fibre PCS (Plastic Clad Silica) dont la gaine est en plastique et le cœur en silice.

Deux paramètres caractérisent principalement les fibres optiques : l'atténuation et la dispersion.

#### Atténuation intrinsèque $\alpha$

L'atténuation intrinsèque est une perte de puissance lumineuse liée à l'absorption (due aux impuretés dans le cœur de la fibre) et à la diffusion (provoquée par des micro-courbures ou par des particules qui dévient le rayon lumineux) de la lumière dans le milieu de propagation. Actuellement, grâce à l'augmentation de la pureté des milieux liée à la technologie, on peut obtenir des atténuations  $\alpha < 1 \text{ [dB/km]}$ . La figure 9.13 (cas du verre) montre que l'atténuation



|                                    | Multimode à saut d'indice   | Multimode à gradient d'indice   | Monomode  |
|------------------------------------|---|---|---|
| En coupe                           | <br>$d = 50\mu m$ | <br>$d = 200\mu m$ | <br>$d = 1 \text{ à } 9\mu m$ |
| Profil d'indice                    | <br>Rayon        | <br>Rayon         | <br>Rayon                    |
| Trajet des rayons                  |                  |                   |                              |
| Bande passante typique pour 1 [km] | 5 à 100 [MHz]   | 300 à 1000 [MHz]  | 100 [GHz]   |

TAB. 9.4 – Caractéristiques de différents types de fibre.

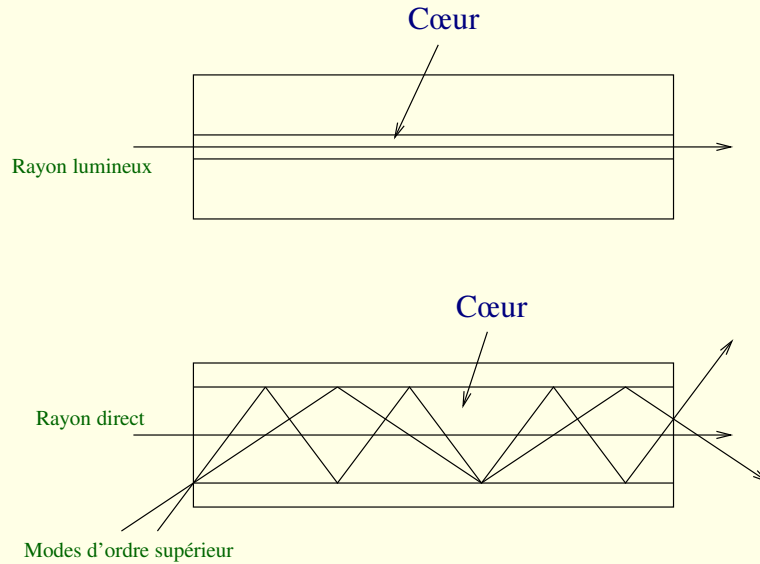


FIG. 9.12 – Modes de propagation : (a) monomode, (b) multimode.

théorique  $\alpha$  est plus importante dans le rouge ( $\lambda = 850 [nm]$ ) que dans l'infra-rouge ( $1300 - 1500 [nm]$ ).

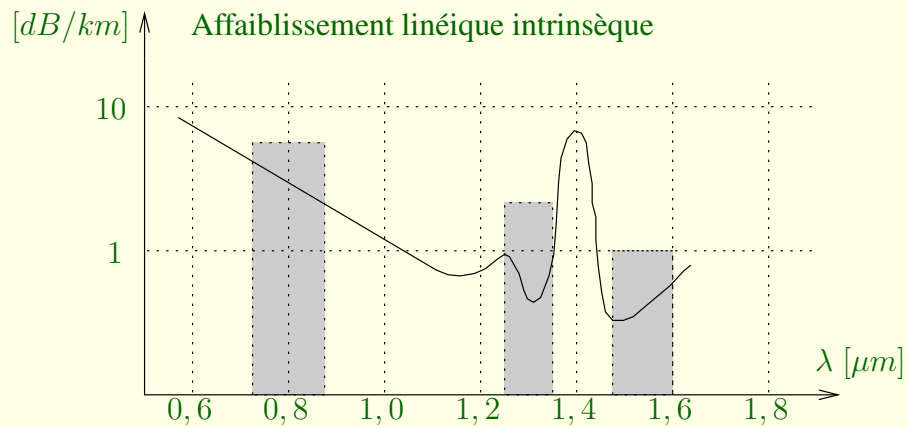


FIG. 9.13 – Affaiblissement théorique linéique intrinsèque.

L'utilisation de fibres dans la fenêtre des  $850 [nm]$  et  $1300 [nm]$  est courante. En revanche, la faible atténuation vers  $1500 [nm]$  tend à développer l'utilisation des fibres dans cette gamme spectrale, mais au prix d'un coût technologique élevé.

## Dispersion modale et spectrale

L'étalement d'une durée d'impulsion est lié au type de fibre utilisé à cause de la dispersion modale, c'est-à-dire des différents chemins utilisés par les divers rayons lumineux incidents. C'est la raison pour laquelle la bande passante de la fibre sera directement liée au type de la fibre et sera maximale avec l'utilisation d'une fibre monomode. Il existe également une dispersion dite spectrale, dépendant notamment de la longueur d'onde de la source électromagnétique et de sa largeur spectrale (c'est-à-dire de l'étalement en longueurs d'onde des signaux issus de la source).

La valeur globale de l'atténuation du signal dans la fibre due à ces types de dispersion est une caractéristique de la fibre. La figure 9.14 compare l'atténuation pour une longueur d'onde optique donnée et pour un signal de fréquence  $f$ .

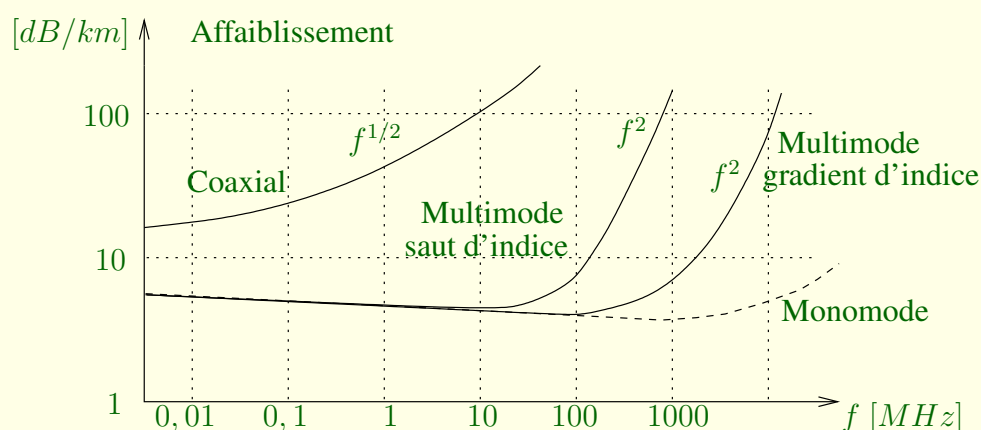


FIG. 9.14 – Comparaison des types de fibres.

La bande passante  $B$  pour une longueur  $L$  de fibre est donnée par la loi empirique  $B = B_0/L^\gamma$  avec  $0,5 \leq \gamma \leq 1$  ; elle dépend des conditions d'utilisation de la fibre (longueur, raccordements, conditions extérieures, ...).  $B_0$  s'exprime en  $[MHz.km^\gamma]$ . Le tableau 9.5 représente un jeu de valeurs typiques pour les différentes fibres.

| Type de fibre   | Atténuation | $B_0$ (pour 1 [km]) | Diamètre [ $\mu m$ ] | Technologie   |
|-----------------|-------------|---------------------|----------------------|---------------|
| Plastique       | 400 [dB/km] | 20 [MHz]            | 100                  | Saut d'indice |
| PCS             | 10 [dB/km]  | 20 [MHz]            | 400                  | Saut d'indice |
| Verre Multimode | 4 [dB/km]   | 500 [MHz]           | 125                  | Gradient      |
| Verre Monomode  | 0,5 [dB/km] | 1 [GHz]             | 125                  | Monomode      |

TAB. 9.5 – Paramètres de différentes fibres.

### 9.5.5 Applications en télécommunications

La très grande largeur de bande passante ( $> 1 [GHz]$  pour les fibres monomodes,  $> 10 [MHz]$  pour les multimodes) autorise une utilisation variée dans le domaine des très hauts débits. Ainsi, le protocole FDDI (Fiber Distributed Data Interface) basé sur l'utilisation de fibres optiques, permet l'envoi des données à  $100 [Mb/s]$  jusqu'à  $100 [km]$  de distance, sur des réseaux comportant jusqu'à 100 équipements.

Les câbles optiques sont faciles à manier et leur faible affaiblissement est un avantage pour des liaisons sur des grandes distances car leur utilisation minimise le nombre de répéteurs nécessaires. D'autre part, on les apprécie également en environnement physique bruyant car ils sont résistants aux perturbations électromagnétiques et à la diaphonie. Ils provoquent de plus une isolation électrique entre l'émetteur et le récepteur. Néanmoins, leur technologie de mise en œuvre n'est pas aisée et demande des interventions d'exploitation délicates et onéreuses ainsi que du matériel spécifique de raccordement. En effet, relier deux fibres optiques entre elles n'est pas une mince affaire. En cas de mauvais jointage, on peut avoir des pertes qui peuvent aller jusqu'à supprimer totalement le rayon lumineux.

Les supports à fibres optiques montrent des performances exceptionnelles et leur développement s'est très rapidement accru durant ces dernières années.

## 9.6 Propagation en espace libre

La propagation d'ondes électromagnétiques en espace libre est réellement complexe en raison des trajets multiples. Il faut à la fois tenir compte des réflexions à la surface de la terre, sur les couches de l'atmosphère (cf. figure 9.15), sur des obstacles naturels et des constructions.

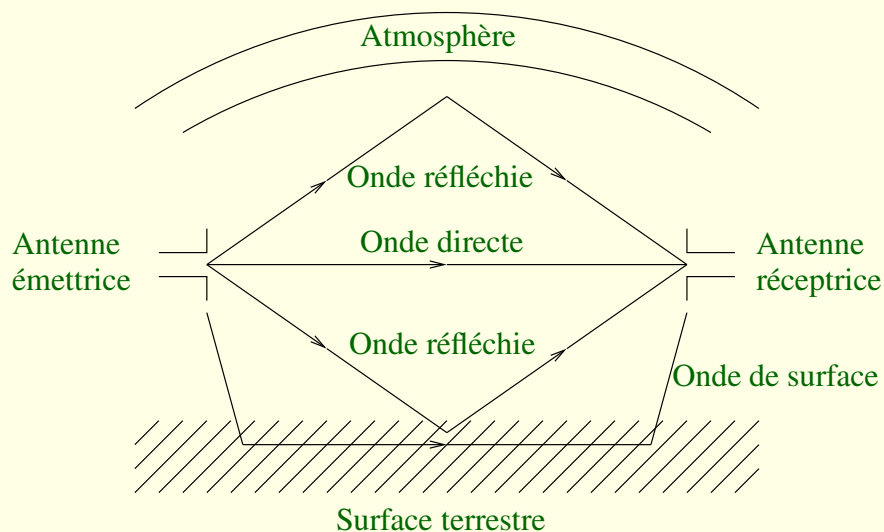


FIG. 9.15 – Modes de propagation d'ondes terrestres.

### 9.6.1 Antennes

Les antennes constituent l'élément actif qui permet de rayonner une onde électromagnétique. En effet, tout conducteur métallique parcouru par un courant électrique variable émet une vibration électromagnétique qui se propage à la vitesse de la lumière.

- Puissance isotrope

Supposons une source de rayonnement fictive émettant une onde dans tout l'espace libre d'une manière uniforme (source isotrope) avec une puissance d'émetteur  $P_E$ . À une distance  $d$  de cette source, la puissance est donnée par

$$P_{iso} = \frac{P_E}{4\pi d^2}$$

en  $[W/m^2]$ . Une telle antenne n'existe pas et le calcul de la puissance isotrope sert de référence pour évaluer le gain des antennes.

- Gain

Par définition, si le point de réception est suffisamment éloigné de l'antenne pour qu'elle puisse être considérée comme ponctuelle, le gain est égal au gain dans la direction de rayonnement maximal, soit

$$G = \frac{P_{max}}{P_{iso}} = \frac{P_{max}}{P_E/4\pi d^2}$$

où  $P_{max}$  désigne la densité de puissance rayonnée à une distance  $d$  dans la direction de rayonnement maximal.

- Diagramme de rayonnement

C'est une représentation spatiale de la puissance rayonnée par l'antenne (figure 9.16). Il est

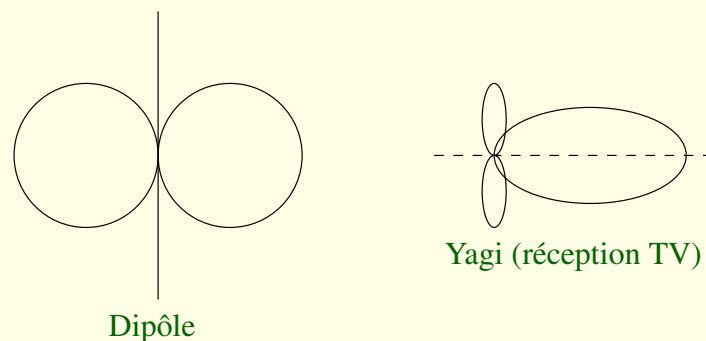


FIG. 9.16 – Diagrammes de rayonnement de deux antennes typiques.

théoriquement tridimensionnel, mais pour des raisons de commodité, on le représente généralement par l'intersection d'un plan passant par l'antenne ou d'un plan perpendiculaire à l'antenne.

### 9.6.2 Atténuation en espace libre : équation de FRIIS

Dans une approche idéale qui ne considère que le trajet direct, la formule de FRIIS donne l'affaiblissement d'une liaison entre deux antennes séparées par une distance  $d$  en espace libre.

Cette distance est supposée suffisamment grande pour permettre l'utilisation de l'expression à champ éloigné. De plus, les polarisations sont supposées correspondantes.

Supposons un émetteur de puissance  $P_E$  équipé d'une antenne de gain  $G_E$ . À la réception, on dispose d'une antenne de gain  $G_R$ . Pour le schéma de la figure 9.17, on montre [18] que l'affaiblissement s'exprime comme suit

$$\epsilon = \frac{P_E}{P_R} = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{G_E G_R} \quad (9.23)$$

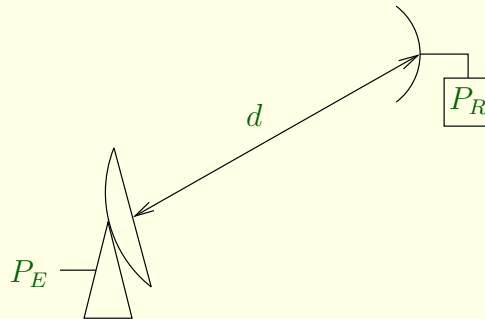


FIG. 9.17 – Liaison entre deux antennes.

Le premier facteur de cette expression est appelé l'affaiblissement d'espace ; le second exprime tout l'avantage d'antennes directives et montre que les deux antennes jouent à cet égard des rôles identiques. Sous une forme pratique, la formule peut s'écrire en unités logarithmiques –c'est la formule de FRIIS

$$\epsilon = 32,5 + 20 \log f_{[MHz]} + 20 \log d_{[km]} - G_{E[dB]} - G_{R[dB]} \quad (9.24)$$

En pratique, les réflexions et obstacles multiples augmentent l'atténuation. La formule de FRIIS est donc une borne inférieure.

### 9.6.3 Modèles de propagation

Si l'équation de FRIIS a le mérite de conduire à la détermination de l'affaiblissement en espace libre et en l'absence de tout obstacle, la pratique se révèle tout autre. L'effet majeur dont il faut tenir compte à basse fréquence est la présence du sol ; elle contribue à la présence d'une onde réfléchie dont les caractéristiques sont déterminées par la nature du sol. Le schéma de la figure 9.18 illustre le principe.

L'onde reçue au niveau de l'antenne réceptrice se compose donc de l'onde de trajet direct et d'une onde réfléchie au sol. Considérer le sol comme un conducteur électrique parfait permettrait d'appliquer la méthode des images. Mais la terre est loin d'être un conducteur électrique parfait. En conséquence, une onde est réfractée vers l'intérieur de la terre et le rayon d'incidence diffère du rayon réfléchi. De plus, le champ électrique ne s'annule pas totalement à la surface de la

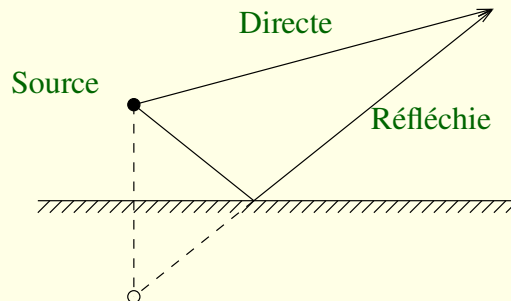


FIG. 9.18 – Rayon direct et réfléchi.

terre, d'où le fait que le champ électrique parallèle à la terre ne subira pas une inversion totale de polarité.

Outre les effets du sol, il convient de considérer les effets suivants :

- Réflexion sur certaines couches de l'atmosphère, dont l'ionosphère. Le phénomène n'est pas négligeable à certaines fréquences. C'est précisément en jouant sur l'effet de la réflexion, telle que représentée à la figure 9.19, que l'on parvient à envoyer des signaux en l'absence de visibilité directe entre deux points à très grande distance.

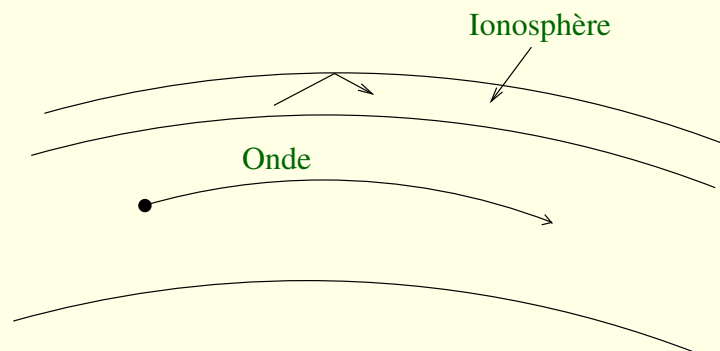


FIG. 9.19 – Réflexion sur l'ionosphère.

- Diffusion due à la non-planéité des surfaces réfléchissantes. Ce phénomène est illustré à la figure 9.20.

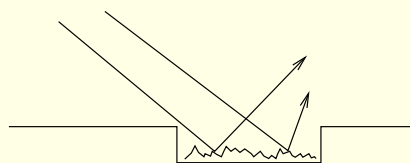


FIG. 9.20 – Réflexion sur une surface irrégulière.

- Diffraction causée par des obstacles. Elle contribue à augmenter l’affaiblissement de propagation. La figure 9.21 montre un obstacle et le niveau de puissance d’illumination à l’arrière de l’obstacle.

Le phénomène de diffraction explique pourquoi il est malgré tout possible de capter un

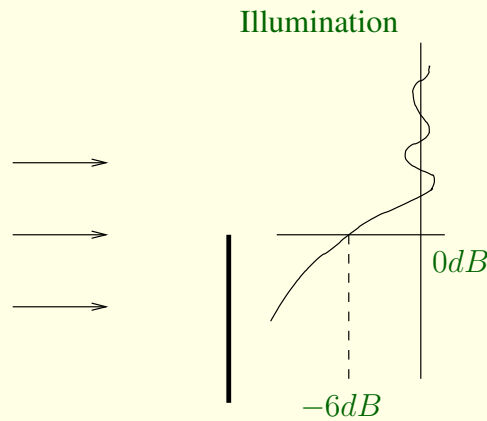


FIG. 9.21 – Exemple de diffraction.

signal électromagnétique en l’absence de visibilité directe avec l’émetteur, notamment en radiodiffusion FM.

- Topographie du sol, la hauteur relative des antennes, les précipitations, . . .

Les aspects physiques tels que présentés ci-avant peuvent être résumés très grossièrement en disant que l’onde de surface est prépondérante en dessous de  $10 [MHz]$ , qu’entre  $10 [MHz]$  et  $30 [MHz]$ , la réflexion sur l’ionosphère est le phénomène majeur et qu’au-delà de  $30 [MHz]$ , l’onde n’est plus guidée mais qu’elle devient sensible aux réflexions multiples dues à toute sorte d’obstacles.

Il existe de très nombreux modèles déterminant le bilan de puissance pour les hautes fréquences. Ceux-ci sont exprimés en fonction de paramètres statistiques permettant de tenir compte de l’évolution de la température par exemple, ou de la présence d’obstacles en mouvement.

## Multitrajet

Pour comprendre comment la présence d’un obstacle affecte le bilan de liaison, considérons l’exemple très simple tel que dessiné à la figure 9.22.

On émet un signal  $x(t)$ . Le signal réceptionné est la somme de deux signaux

$$y(t) = a_1 x(t - \tau_1) + a_2 x(t - \tau_2) \quad (9.25)$$

La somme se compose d’un terme dû au trajet direct ; le second est le résultat de la réflexion. Supposons que l’atténuation de l’onde soit de type  $e^{-\alpha d}$ , avec  $d$  la distance parcourue, dans le milieu considéré. Le déphasage temporel est lui lié à la distance et à la vitesse  $v$  de propagation dans le milieu :  $\tau = \frac{d}{v}$ . En fréquentiel, le signal  $y(t)$  s’écrit, en supposant une réflexion totale de



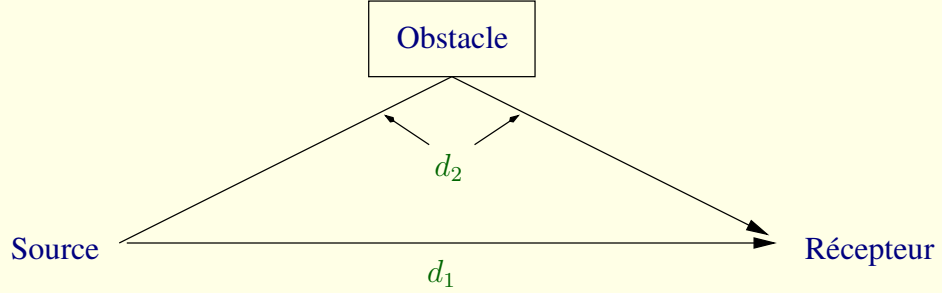


FIG. 9.22 – Bilan de liaison en présence d’une réflexion.

l’onde,

$$\mathcal{Y}(f) = \mathcal{X}(f) \left[ e^{-\alpha d_1} e^{-2\pi j f \frac{d_1}{v}} + e^{-\alpha d_2} e^{-2\pi j f \frac{d_2}{v}} \right] \quad (9.26)$$

$$= \mathcal{X}(f) \left[ e^{-\alpha d_1} e^{-2\pi j f \frac{d_1}{v}} \right] \left[ 1 + e^{-\alpha(d_2-d_1)} e^{-2\pi j f \frac{d_2-d_1}{v}} \right] \quad (9.27)$$

$$= \mathcal{X}(f) \mathcal{H}(f) \mathcal{R}(f) \quad (9.28)$$

$\mathcal{H}(f)$  représente la fonction de transfert d’un canal idéal. Dans le cas d’une communication en espace libre, c’est l’équation de FRIIS qui fournit l’amplitude de ce terme. Le facteur multiplicatif  $\mathcal{R}(f)$  est quant à lui dû à la réflexion. Son module vaut

$$\begin{aligned} \mathcal{R}(f) &= \sqrt{\left( 1 + e^{-\alpha(d_2-d_1)} \cos \left( 2\pi f \frac{d_2-d_1}{v} \right) \right)^2 + \left( e^{-\alpha(d_2-d_1)} \sin \left( 2\pi f \frac{d_2-d_1}{v} \right) \right)^2} \\ &= \sqrt{1 + 2e^{-\alpha(d_2-d_1)} \cos \left( 2\pi f \frac{d_2-d_1}{v} \right) + e^{-2\alpha(d_2-d_1)}} \end{aligned} \quad (9.29)$$

Dans certaines situations, la phase de l’onde réfléchiée concorde avec la phase de l’onde directe, auquel cas le facteur multiplicatif ajoute jusqu’à 6 [dB] au bilan de liaison. Pour certaines valeurs  $d_2 - d_1$ , l’opposition des phases des ondes réceptionnées se traduit par une perte significative de puissance. Le phénomène est illustré à la figure 9.23.

Les communications mobiles sont particulièrement sensibles au multitrajet. Ainsi, un récepteur qui s’éloigne de la source captera un signal dont le niveau de puissance pourrait être insuffisant à certains moments.

En pratique, on s’assure un confort d’écoute suffisant en garantissant une marge de puissance supplémentaire, appelée parfois **marge de RAYLEIGH**, valable pour un certain pourcentage de l’éloignement  $d_1$ , en fonction de la distribution des évanouissements rencontrés.

## Domaines d’application de la radio

**Radiodiffusion sonore.** La radiodiffusion sonore s’effectue soit sous forme analogique par modulation d’amplitude ou par fréquences, soit sous forme numérique selon la norme DAB

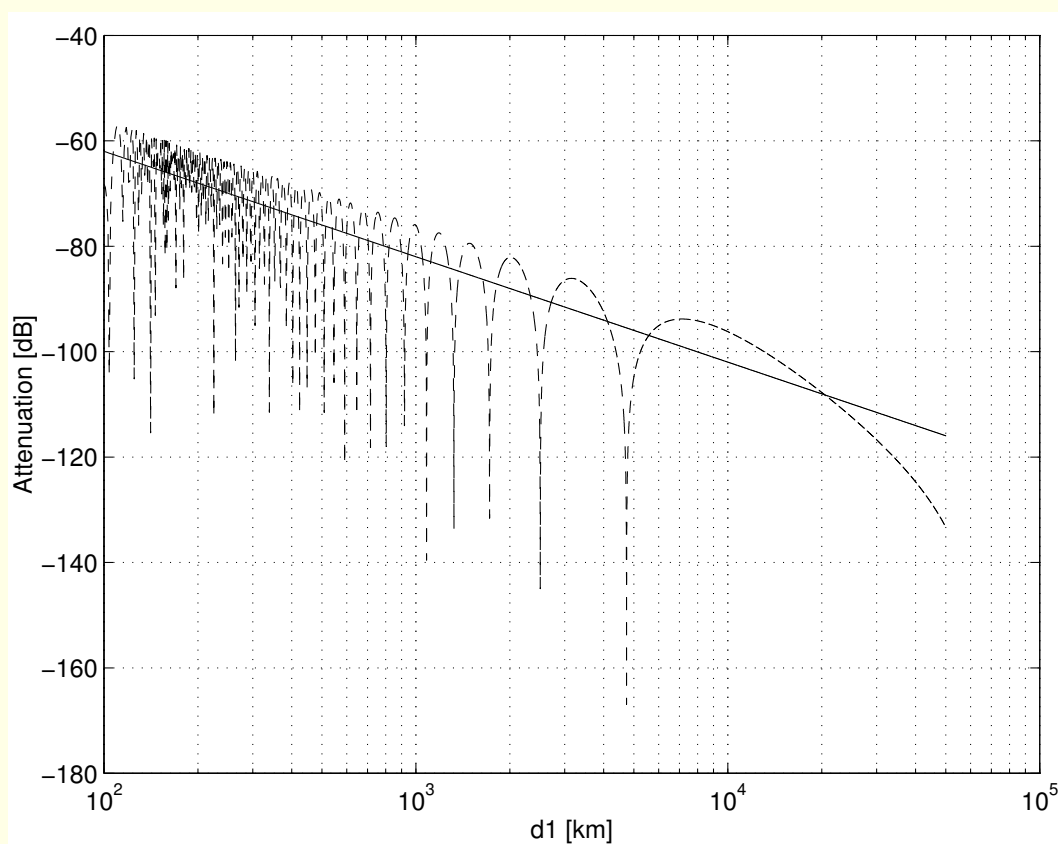


FIG. 9.23 – Affaiblissement de puissance  $\epsilon$  en fonction de la distance : (a) en espace libre (trait continu) et (b) en présence d'une réflexion (traits interrompus).

(Digital Audio Broadcasting).

**Modulation d'amplitude.** La radiodiffusion sonore à modulation d'amplitude A3 se fait dans trois bandes de fréquences<sup>3</sup> couramment appelées

- Grandes ondes : 150 à 285 [kHz]
- Ondes moyennes : 535 à 1605 [kHz]
- Ondes courtes : partie de la bande 2,3 à 16,1 [MHz]

La largeur d'un canal est de 9 [kHz], le signal modulé étant limité à 4,5 [kHz].

**Modulation de fréquence.** Elle se pratique en Europe dans la bande 87,5 à 108 [MHz]. Cette bande est divisée en canaux espacés de 300 [kHz]. La déviation de fréquence maximale autorisée est de 75 [kHz] et l'on applique une préaccentuation de 6 [dB] par octave au-dessus de 2,12 [kHz], correspondant à une constante de temps de 75 [μs].

Les émetteurs utilisent des antennes de type réseau vertical à rayonnement transversal destinés à obtenir un diagramme de rayonnement omnidirectionnel, mais à forte directivité dans le plan vertical. La puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE), produit de la puissance fournie à l'antenne par le gain de celle-ci, va de quelques dizaines de [W] à quelques [kW] selon le type de station.

Le niveau de champ requis en 50 % des endroits pendant plus de 50 % du temps varie de 50 [μV/m] à 3 [mV/m] selon le type de région et la qualité du service que l'on désire assurer. Les récepteurs ont en général une sensibilité de quelques [μV/m] ; ils sont à une seule transposition de fréquence, la fréquence intermédiaire étant universellement prise égale à 10,7 [MHz].

À titre d'exemple de modulation en cascade et de spectre composite, voici comment on procède pour transmettre un signal stéréophonique en modulation FM. Cette transmission de deux signaux acoustiques G (canal de gauche) et D (canal de droite) doit rester compatible avec les récepteurs équipés pour la monophonie et ne pourrait guère en affecter la qualité de réception. La méthode choisie consiste à moduler la porteuse en fréquence par le spectre composite représenté à la figure 9.24.

Le signal principal restant dans la bande audible est la somme (G+D) ; la différence (G-D) est transposée dans la bande 23-53 [kHz] par modulation d'amplitude à deux bandes latérales et porteuse supprimée. Au lieu de transmettre cette sous-porteuse de 38 [kHz], on transmet une sous-porteuse pilote de fréquence moitié, soit 19 [kHz], ayant ses passages à zéro en même temps que la sous-porteuse fictive. Comme la sous-porteuse et les deux bandes latérales sont inaudibles, le système est compatible avec les récepteurs monophoniques. Dans les récepteurs stéréophoniques, on doit, après le discriminateur, acquérir la sous-porteuse pilote à l'aide d'un filtre sélectif ou d'une boucle à verrouillage de phase, en doubler la fréquence, démoduler les sous-bandes latérales (G-D) et reconstituer les signaux G et D. La sous-porteuse pilote ne peut, si elle appliquée seule, provoquer une déviation de fréquence supérieure à 7,5 [kHz].

L'introduction de la diffusion de données en radio en modulation de fréquence par le système RDS (Radio Data System) a donné récemment une certaine impulsion à la réception FM, avant la

---

<sup>3</sup>Il s'agit des répartitions de fréquences pour l'Europe. Le règlement des radiocommunications publié par l'ITU reprend l'ensemble des attributions de fréquences.

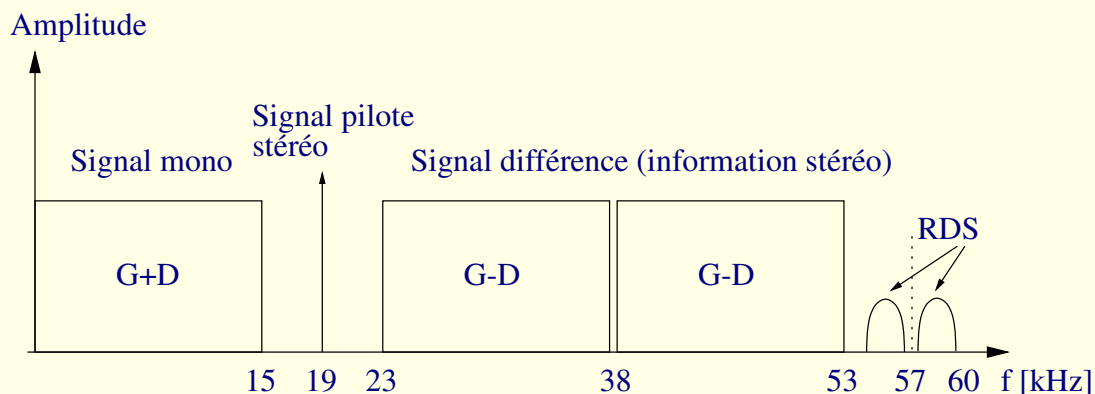


FIG. 9.24 – Signal modulant en radiodiffusion stéréophonique.

généralisation de normes numériques. Le canal de données utilisé par le RDS permet au récepteur de trouver, entre autres, des fréquences alternatives lorsque l'autoradio sort du domaine de la station sur laquelle il est synchronisé, de recevoir des informations routières ou de synchroniser une montre.

Les données sont transmises par modulation d'amplitude à deux bandes latérales à porteuse supprimée. La sous-porteuse auxiliaire de 57 [kHz] est synchronisée en phase ou en phase inverse avec la troisième harmonique de la fréquence pilote. Les données sont transmises avec un débit de 1187,5 [b/s] après mise en forme du signal en bande de base.

# Chapitre 10

## Introduction au modèle OSI : éléments de la couche liaison

### 10.1 Les topologies

#### 10.1.1 Topologie et méthodes d'accès

La topologie d'un réseau décrit la manière dont les différents composants du réseau sont reliés. Les réseaux locaux utilisent les topologies de base : bus, anneau et étoile, ou des combinaisons de celles-ci : étoile de bus, grappe d'étoiles, ...

Sur un bus, les unités sont au même niveau hiérarchique, les messages sont diffusés à l'ensemble des stations. Le système n'étant pas hiérarchisé, une station peut accéder au support à tout moment. Ce type d'accès n'interdit pas à deux stations d'émettre en même temps, les messages sont alors altérés : il y a collision ou contention.

Pour résoudre ce problème, des règles d'accès au support doivent être fixées :

- la station vérifie, avant d'émettre, qu'aucune autre n'est en émission (écoute du support). Cette méthode d'accès est utilisée par les réseaux 802.3 appelés couramment Ethernet ;
- selon une autre méthode, chaque station se voit successivement attribuer le droit de parole par un message particulier : le token ou le jeton (802.4 ou Token bus). Chaque station qui reçoit le jeton l'adresse à la suivante.

L'anneau est un cas particulier d'une liaison multipoint ; il implique une circulation unidirectionnelle des messages. Le message est relayé par toutes les stations jusqu'à son destinataire. Dans ce type de topologie, le droit à parole est transmis à la station qui suit physiquement celle qui le détient. Cette méthode est mise en œuvre dans le réseau 802.5 ou Token ring.

Les topologies en étoile sont une variante des liaisons point à point ; elles constituent  $n$  liaisons point à point autour d'un concentrateur ou hub. Ce dernier peut n'être qu'un simple répéteur (802.5 10 Base T) ou participer activement à la distribution de l'accès au support (802.12 ou Any Lan). Dans ce dernier cas, une station qui désire émettre formule une requête au hub qui lui alloue ou non le droit d'émettre.

## 10.1.2 Topologie physique et topologie logique

Dans les réseaux locaux, on distingue la topologie physique qui indique comment les différentes stations sont raccordées physiquement (câblage), de la topologie logique qui décrit comment est distribué le droit à parole.

C'est ainsi qu'une topologie en étoile peut émuler un bus en assurant la diffusion à toutes les stations d'un message émis par l'une d'elle à l'adresse d'une seule autre.

Dans une topologie en anneau, chaque station participe à la diffusion du message et à sa régénération. L'arrêt d'une station interrompt ce mécanisme. Pour pallier ceci, les stations sont raccordées physiquement à un concentrateur dont le rôle est de détecter les stations hors service et de court-circuiter leur raccordement (bypass). Ce type de configuration anneau logique/étoile physique est utilisé dans les réseaux 802.5 ou Token ring.

## 10.2 Partage des ressources

### 10.2.1 Multiplexage en fréquence

L'utilisation de certains supports de transmission exige un partage adéquat des ressources fréquentielles. La technique réalisant ce partage est appelée multiplexage en fréquence ou Frequency Division Multiplexing (FDM). La figure 10.1 en illustre le principe.

On dispose d'une série de signaux  $\mathcal{X}_i(f)$  en bande de base à transmettre simultanément. Au moyen de mélangeurs accordés à des fréquences spécifiques, le spectre de chaque signal est déplacé le long de l'axe des fréquences et ajouté au signal multiplex de manière à couvrir une certaine plage fréquentielle, tout en évitant un chevauchement en ménageant des bandes de garde entre les signaux.

Le signal multiplexé est transmis au récepteur qui doit extraire un à un tous les signaux au moyen de mélangeurs accordés aux mêmes fréquences qu'à l'émission. Le principe est identique à celui d'une démodulation cohérente (voir figure 10.2).

### 10.2.2 Multiplexage temporel

Le multiplexage temporel (TDM, Time Division Multiplexing) est une technique de traitement de données par mélange temporel ayant pour but de permettre l'acheminement sur un même canal (appelé voie haute vitesse HV), un ensemble d'informations provenant de différents canaux à faibles débits (appelés voies basses vitesses BV) lorsque celles-ci doivent communiquer simultanément d'un même point de départ à un même point d'arrivée. Le principe est illustré à la figure 10.3.

À l'autre bout de l'acheminement, un démultiplexeur opère à l'inverse. Ce multiplexage est dit temporel dans la mesure où les données correspondant à chaque voie sont intercalés dans le temps. Ainsi circulent séquentiellement et cycliquement sur la voie HV des informations appartenant à différentes sources (cf. figure 10.4).

Le multiplexage peut être effectué soit après l'opération d'échantillonnage de chaque voie et avant le codage, soit après celui-ci.

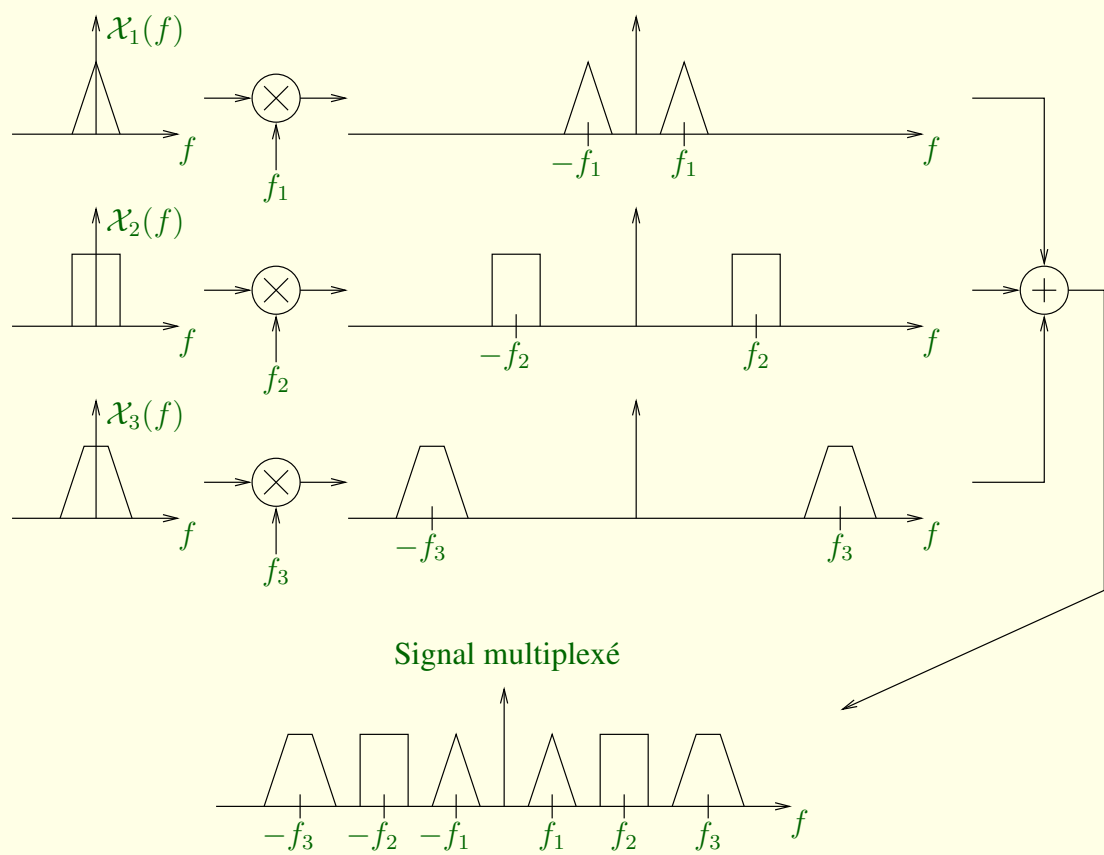


FIG. 10.1 – Principe du multiplexage en fréquence.

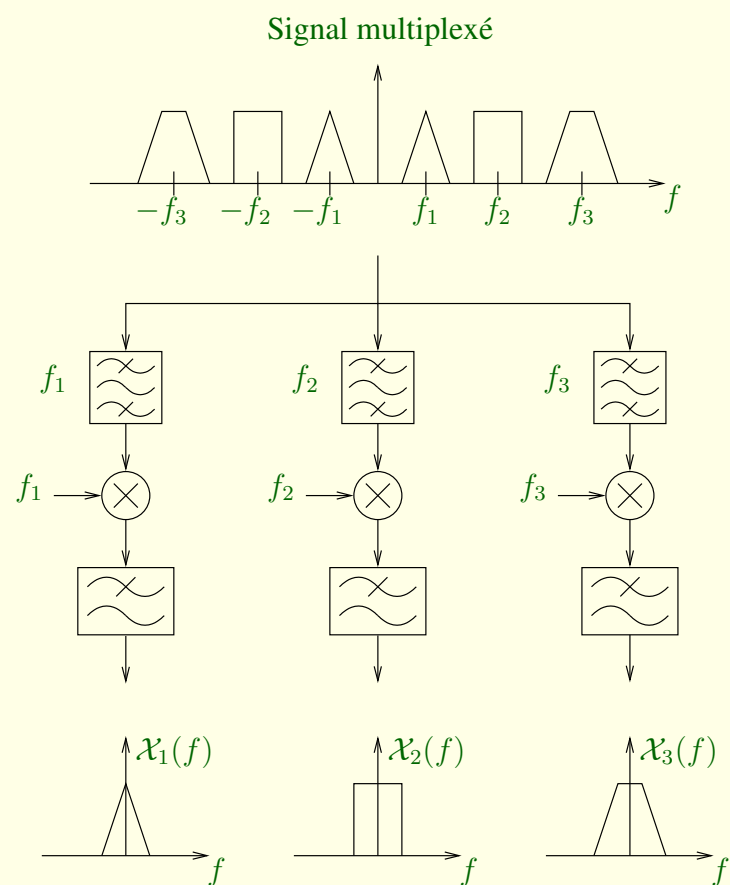


FIG. 10.2 – Principe du démultiplexage en fréquence.

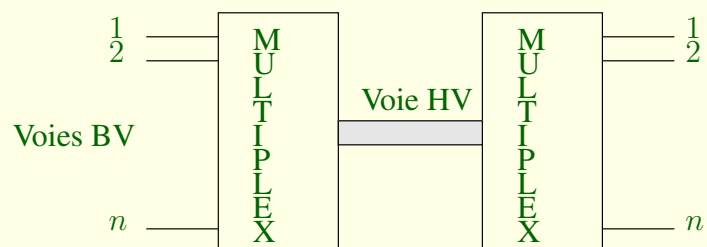


FIG. 10.3 – Multiplex temporel.



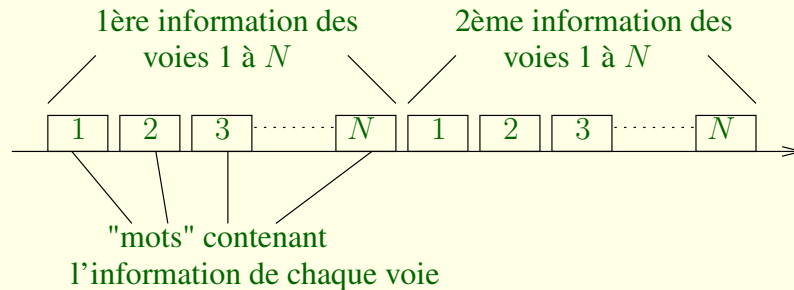


FIG. 10.4 – Multiplex temporel.

Lors du démultiplexage des voies, c'est-à-dire de la ré-affectation des données en fonction de leur source d'origine, il faut que l'on puisse distinguer les différents échantillons. Pour cela, on intercale dans la succession de données un mot de repère, dont l'occurrence est égale à la période d'échantillonnage (figure 10.5).

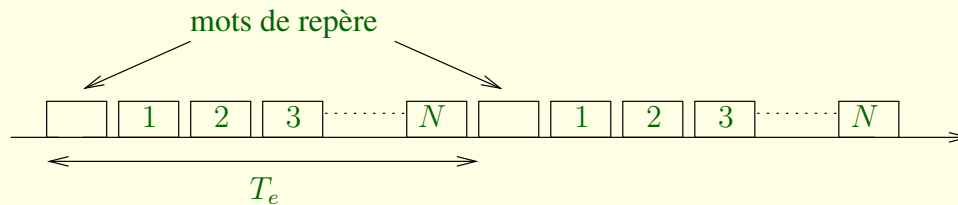


FIG. 10.5 – Mot de repère.

L'ensemble constitué du mot de repère et de l'information de même rang pour toutes les voies est appelé **trame**. Sa durée est égale à  $T_e$ .

### Exemple de multiplexage temporel : système téléphonique MIC 30 voies Européen

**Caractéristiques.** Il permet de transmettre simultanément sur un même support 30 voies téléphoniques classiques :

- $B$  = bande passante du signal à coder =  $300 - 3400 [Hz]$  et  $f_e = 8 [kHz]$ .
- numérisation MIC avec loi A ( $\approx 87,6$ ) de compression 13 segments sur 8 bits,  $D_{bv}$  = débit basse vitesse =  $64 [kb/s]$ .
- multiplexage temporel à 32 intervalles de temps (IT) comprenant un IT de verrouillage de trame (VT) et un IT de signalisation (SI).

**Structure de la trame.** Elle est découpée en 32 IT, chacun composé d'un octet (8 bits), numérotés de 0 à 31 (figure 10.6).

La période d'échantillonnage  $T_e = 1/f_e = 125 [\mu s]$ , correspond à la durée de la trame. Chaque IT possède une durée égale à  $t_{IT} = \frac{125}{32} = 3,9 [\mu s]$ . Chaque bit dure  $T_b = \frac{3,9}{8} = 488 [ns]$ . Ces valeurs sont représentées à la figure 10.7.

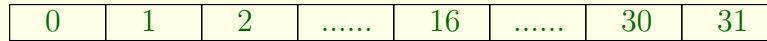


FIG. 10.6 – Structure de la trame.

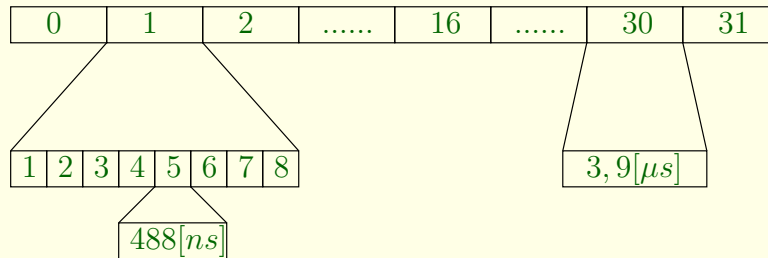


FIG. 10.7 – Structure de la trame au niveau bit.

Le débit de la voie HV composée de 30 voies est donc  $D = 32 \times 8 \times 8 = 2048 [kb/s] = 2,048 [Mb/s]$ . On parle de trame à  $2 [Mb/s]$

### Rôle des IT.

- Les IT de 1 à 15 et 17 à 31 sont affectés aux voies de parole téléphonique ou à la transmission numérique (données, fax, ...). Ils ont chacun un débit de  $64 [kb/s]$ .
- L'IT0 contient le mot de repère évoqué précédemment, appelé **mot de verrouillage de trame**, et noté VT. Il ne joue pas le même rôle selon qu'il se situe dans une trame paire ou impaire. Le verrouillage de trame permet de synchroniser les équipements de réception sur le cycle des données émises à la mise en marche du système, puis d'une manière périodique afin de vérifier le synchronisme du fonctionnement général. Dans ce cas précis, on parle de **verrouillage regroupé**, c'est-à-dire dont les informations sont groupées dans un même IT en tête de trame. Il existe un autre type de verrouillage dit **réparti** si le mot possède des informations localisées dans plusieurs IT différents, ou bien sur plusieurs trames différentes.
- L'IT16 est réservé à la **signalisation des 30 voies**. Celle-ci a pour but de transmettre les informations relatives ou pas aux données (maintenance des systèmes, tests, commandes, gestion du réseau...), pour la commande des opérations de commutation. Elle est ici de type "hors octet regroupé", c'est-à-dire regroupé dans l'IT 16. Chaque IT16 a pour rôle la signalisation simultanée de deux voies. Il faut donc 15 IT16, soit 15 trames, pour signaler toutes les voies de données. L'ensemble de ces 15 trames, auxquelles on ajoute une 16-ième trame appelée trame 0, constitue une multitrame. Cette trame 0 comprend dans l'IT16 un mot de repère, appelé **mot de verrouillage multitrame (VMT)** nécessaire lors du multiplexage à la synchronisation des trames. Il occupe les quatre premiers bits de cet IT (figure 10.8).

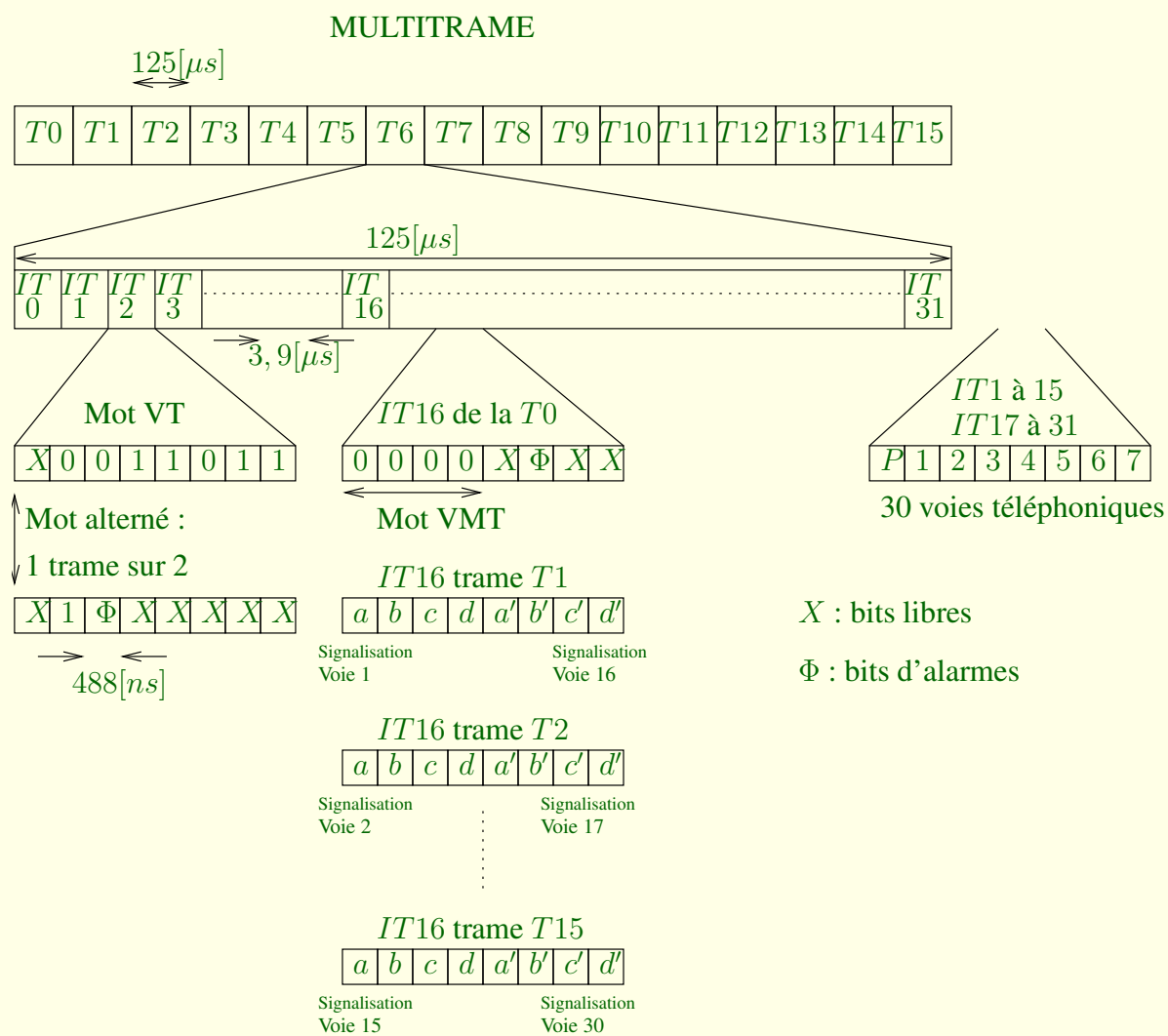


FIG. 10.8 – Multiframe.

# Chapitre 11

## Principes de fonctionnement du réseau GSM

Note : ce chapitre a été écrit en partie par Cédric DEMOULIN.

### 11.1 Introduction

#### 11.1.1 Historique

L'histoire de la téléphonie mobile (numérique) débute réellement en 1982. En effet, à cette date, le Groupe Spécial Mobile, appelé GSM<sup>1</sup>, est créé par la Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications (CEPT) afin d'élaborer les normes de communications mobiles pour l'Europe dans la bande de fréquences de 890 à 915 [MHz] pour l'émission à partir des stations mobiles<sup>2</sup> et 935 à 960 [MHz] pour l'émission à partir de stations fixes. Il y eut bien des systèmes de mobilophonie analogique (MOB1 et MOB2, arrêté en 1999), mais le succès de ce réseau ne fut pas au rendez-vous.

Les années 80 voient le développement du numérique tant au niveau de la transmission qu'au niveau du traitement des signaux, avec pour dérivés des techniques de transmission fiables, grâce à un encodage particulier des signaux préalablement à l'envoi dans un canal, et l'obtention de débits de transmission raisonnables pour les signaux (par exemple 9,6 kilobits par seconde, noté [kb/s], pour un signal de parole).

Ainsi, en 1987, le groupe GSM fixe les choix technologiques relatifs à l'usage des télécommunications mobiles : transmission numérique, multiplexage temporel des canaux radio, chiffrement des informations ainsi qu'un nouveau codage de la parole. Il faut attendre 1991 pour que la première communication expérimentale par GSM ait lieu. Au passage, le sigle GSM change de signification et devient Global System for Mobile communications et les spécifications sont adaptées pour des systèmes fonctionnant dans la bande des 1800 [MHz].

---

<sup>1</sup>C'est en fait la première définition de l'acronyme GSM.

<sup>2</sup>Pour des raisons d'économie de puissance et en vertu de la loi de FRIIS, on privilégie toujours les basses fréquences pour les émissions omnidirectionnelles.

En Belgique, c'est en 1994 que le premier réseau GSM (proximus) est déployé ; Mobistar et Orange (rebaptisé Base) viendront plus tard. Aujourd'hui, le nombre de numéros attribués pour des communications GSM dépasse largement le nombre de numéros dédiés à des lignes fixes et cette tendance se poursuit.

### 11.1.2 Évolution technologique

Tel quel, le réseau GSM est adéquat pour les communications téléphoniques de parole. En effet, il s'agit principalement d'un réseau commuté, à l'instar des lignes "fixes" et constitués de circuits, c'est-à-dire de ressources allouées pour la totalité de la durée de la conversation. Rien ne fut mis en place pour les services de transmission de données. Or, parallèlement au déploiement du GSM en Belgique, en 1994, la société Netscape allait donner un tour spectaculaire à un réseau de transmission de données, appelé Internet, en diffusant le premier logiciel de navigation grand public, articulé sur le protocole http et communément appelé web.

Comme le réseau GSM ne convenait guère pour la transmission de données, les évolutions récentes ont visé à accroître la capacité des réseaux en termes de débit mais à élargir les fonctionnalités en permettant par exemple l'établissement de communications ne nécessitant pas l'établissement préalable d'un circuit.

Pour dépasser la borne des  $14,4 \text{ [kb/s]}$ , débit nominal d'un canal téléphonique basculé en mode de transmission de données, l'ETSI a défini un nouveau service de données en mode paquet : le General Packet Radio Service (**GPRS**) qui permet l'envoi de données à un débit de  $115 \text{ [kb/s]}$  par mise en commun de plusieurs canaux. D'une certaine manière, le GPRS prépare l'arrivée de la téléphonie de troisième génération, appelée Universal Mobile Telecommunications System (**UMTS**), qui permettra d'atteindre un débit de  $2 \text{ [Mb/s]}$ . Mais le chemin est long car les applications nécessitant l'UMTS se font attendre, sans perdre de vue que tous les éléments du réseau UMTS sont incompatibles avec ceux du GSM. Pourquoi les investisseurs devraient-ils donc mettre la main au portefeuille ?

## 11.2 La technologie GSM

### 11.2.1 Le concept cellulaire

Les réseaux de première génération possédaient des cellules de grande taille ( $50 \text{ [km]}$  de rayon) au centre desquelles se situait une station de base (antenne d'émission). Au tout début, ce système allouait une bande de fréquences de manière statique à chaque utilisateur qui se trouvait dans la cellule qu'il en ait besoin ou non. Ce système ne permettait donc de fournir un service qu'à un nombre d'utilisateurs égal au nombre de bandes de fréquences disponibles. La première amélioration consista à allouer un canal à un utilisateur uniquement à partir du moment où celui-ci en avait besoin permettant ainsi d'augmenter "statistiquement" le nombre d'abonnés, étant entendu que tout le monde ne téléphone pas en même temps. Mais ce système nécessitait toujours des stations mobiles de puissance d'émission importante ( $8 \text{ [W]}$ ) et donc des appareils mobiles de taille et de poids conséquents. De plus, afin d'éviter les interférences, deux cellules

adjacentes ne peuvent pas utiliser les mêmes fréquences. Cette organisation du réseau utilise donc le spectre fréquentiel d'une manière sous-optimale.

C'est pour résoudre ces différents problèmes qu'est apparu le concept de **cellule**. Le principe de ce système est de diviser le territoire en de petites zones, appelées **cellules**, et de partager les fréquences radio entre celles-ci. Ainsi, chaque cellule est constituée d'une station de base (reliée au Réseau Téléphonique Commuté, **RTC**) à laquelle on associe un certain nombre de canaux de fréquences à bande étroite, sommairement nommés **fréquences**. Comme précédemment, ces fréquences ne peuvent pas être utilisées dans les cellules adjacentes afin d'éviter les interférences<sup>3</sup>. Ainsi, on définit des motifs, aussi appelés **clusters**, constitués de plusieurs cellules, dans lesquels chaque fréquence est utilisée une seule fois. La figure 11.1 montre un tel motif, en guise d'exemple.

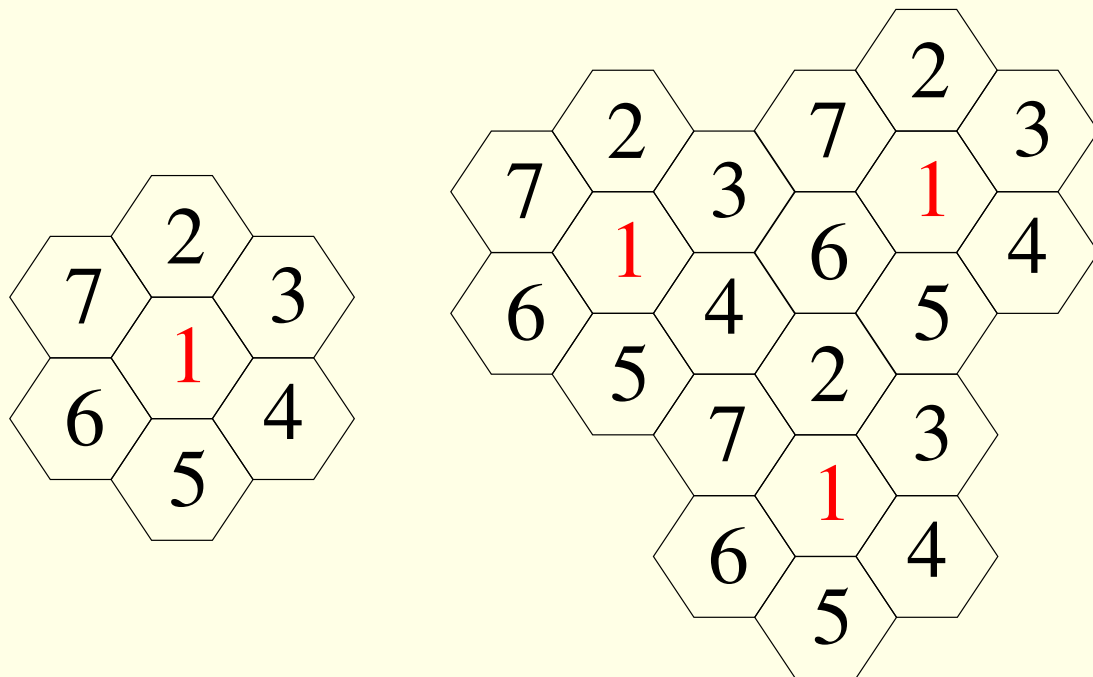


FIG. 11.1 – Figure représentant un motif élémentaire (à gauche) et un ensemble de motifs dans un réseau (à droite).

Graphiquement, on représente une cellule par un hexagone car cette forme approche celle d'un cercle. Cependant, en fonction de la nature du terrain et des constructions, les cellules n'ont pas une forme circulaire. De plus, afin de permettre à un utilisateur passant d'une cellule à une autre de garder sa communication, il est nécessaire que les zones de couverture se recouvrent de 10 à 15%, ce qui renforce la contrainte de ne pas avoir une même bande de fréquences dans deux cellules voisines.

Pour éviter les interférences à plus grande distance entre cellules utilisant les mêmes fré-

<sup>3</sup>En pratique, une distance minimale de deux cellules sépare deux cellules utilisant la même fréquence.

quences, il est également possible d’asservir la puissance d’émission de la station de base en fonction de la distance qui la sépare de l’utilisateur. Le même processus du contrôle de la puissance d’émission est également appliqué en sens inverse. En effet, pour diminuer la consommation d’énergie des mobiles et ainsi augmenter leur autonomie, leur puissance d’émission est calculée en fonction de leur distance à la station de base. Grâce à des mesures permanentes entre un téléphone mobile et une station de base, les puissances d’émission sont régulées en permanence pour garantir une qualité adéquate pour une puissance minimale.

En résumé, une cellule se caractérise :

- par sa puissance d’émission nominale<sup>4</sup> – ce qui se traduit par une zone de couverture à l’intérieur de laquelle le niveau du champ électrique est supérieur à un seuil déterminé–,
- par la fréquence de porteuse utilisée pour l’émission radio-électrique et
- par le réseau auquel elle est interconnectée.

Il faut noter que la taille des cellules n’est pas la même sur tout le territoire. En effet, celle-ci dépend :

- du nombre d’utilisateurs potentiels dans la zone,
- de la configuration du terrain (relief géographique, présence d’immeubles, ...),
- de la nature des constructions (maisons, buildings, immeubles en béton, ...) et
- de la localisation (rurale, suburbaine ou urbaine) et donc de la densité des constructions.

Ainsi, dans une zone rurale où le nombre d’abonnés est faible et le terrain relativement plat, les cellules seront plus grandes qu’en ville où le nombre d’utilisateurs est très important sur une petite zone et où l’atténuation due aux bâtiments est forte. Un opérateur devra donc tenir compte des contraintes du relief topographique et des contraintes urbanistiques pour dimensionner les cellules de son réseau. On distingue pour cela quatre services principaux :

1. Le service “Outdoor” qui indique les conditions nécessaires pour le bon déroulement d’une communication en extérieur.
2. Le service “Incar” qui tient compte des utilisateurs se trouvant dans une voiture. On ajoute typiquement une marge supplémentaire de 6 [dB], dans le bilan de puissance pour en tenir compte.
3. Le service “Indoor” qui permet le bon déroulement des communications à l’intérieur des bâtiments. Cette catégorie de service se subdivise à son tour en deux :
  - (a) le “Soft Indoor” lorsque l’utilisateur se trouve juste derrière la façade d’un bâtiment et
  - (b) le “Deep Indoor” lorsqu’il se trouve plus à l’intérieur.

Typiquement, on considère que, lors de l’établissement du bilan de puissance, c’est-à-dire de l’analyse du rapport de la puissance émise à la puissance reçue au droit du récepteur, il faut tenir compte de 10 [dB] d’atténuation supplémentaire pour le Soft Indoor et de 20 [dB] pour Deep Indoor à 900 [MHz]. Quand on sait que 10 [dB] représente un facteur de 10 en puissance, on comprend qu’il est crucial pour un opérateur de dimensionner au mieux son réseau, quitte à effectuer des mesures sur le terrain.

---

<sup>4</sup>Cette puissance est typiquement de l’ordre de la centaine de Watts.

## Réutilisation des ressources

Par rapport au système de première génération, les cellules étant de taille plus petite, la puissance d'émission est plus faible et le nombre d'utilisateurs peut être augmenté pour une même zone géographique. C'est grâce au principe de ré-utilisation des fréquences qu'un opérateur peut augmenter la capacité de son réseau. En effet, il lui suffit de découper une cellule en plusieurs cellules plus petites et de gérer son plan de fréquences pour éviter toute interférence. Il y a ainsi toute une nomenclature spécifique pour classer les cellules en fonction de leur taille (macro, micro, pico, etc).

**Définition 50 [Capacité]** *La capacité est le trafic maximum que peut écouler une cellule en fonction du nombre de fréquences qui lui sont attribuées, le trafic étant fonction du nombre moyen de personnes qui communiquent et de la durée moyenne d'une communication.*

## Estimation du rapport de puissance porteuse à bruit

Étant donné que, dans un réseau, une même fréquence est réutilisée plusieurs fois, il est nécessaire d'évaluer la distance minimum qui doit séparer deux cellules utilisant la même fréquence pour qu'aucun phénomène perturbateur n'intervienne. En calculant le rapport entre la puissance de la porteuse et celle du bruit, il est possible d'estimer cette distance.

Pratiquement, dans une cellule, un mobile reçoit à la fois le message utile (dont la puissance vaut  $C$ ) qui lui est destiné et un certain nombre de signaux perturbateurs. La connaissance du rapport entre ces puissances, nous permettra de connaître la qualité de la communication.

Pour commencer, il est nécessaire d'identifier les différents signaux perturbateurs. On peut les subdiviser en deux classes :

1. Les interférences de puissance totale  $I$  qui sont dues aux signaux émis par les autres stations. On peut distinguer :
  - (a) Les interférences co-canal qui sont dues aux signaux émis par les autres stations de base utilisant la même fréquence.
  - (b) Les interférences de canaux adjacents dues aux signaux émis par les stations de base utilisant des fréquences voisines.
2. Le bruit, de puissance  $N$ , provenant principalement du bruit de fond du récepteur.

Dès lors, c'est le rapport

$$\frac{C}{N + I} \quad (11.1)$$

qui permet d'évaluer la qualité de la communication ainsi que la distance de réutilisation des fréquences.

### 11.2.2 Synthèse des principales caractéristiques du GSM

La norme GSM prévoit que la téléphonie mobile par GSM occupe deux bandes de fréquences aux alentours des 900 [MHz] :



1. la bande de fréquence  $890 - 915 [MHz]$  pour les communications montantes (du mobile vers la station de base) et
2. la bande de fréquence  $935 - 960 [MHz]$  pour les communications descendantes (de la station de base vers le mobile).

Comme chaque canal fréquentiel utilisé pour une communication a une largeur de bande de  $200 [kHz]$ , cela laisse la place pour 124 canaux fréquentiels à répartir entre les différents opérateurs. Mais, le nombre d'utilisateurs augmentant, il s'est avéré nécessaire d'attribuer une bande supplémentaire aux alentours des  $1800 [MHz]$ . On a donc porté la technologie GSM  $900 [MHz]$  vers une bande ouverte à plus haute fréquence. C'est le système DCS-1800 (Digital Communication System) dont les caractéristiques sont quasi identiques au GSM en termes de protocoles et de service. Les communications montantes se faisant alors entre  $1710$  et  $1785 [MHz]$  et les communications descendantes entre  $1805$  et  $1880 [MHz]$ .

Connaissant les différents canaux disponibles, il est alors possible d'effectuer un multiplexage fréquentiel, appelé Frequency Division Multiple Access (FDMA), en attribuant un certain nombre de fréquences porteuses par station de base. Un opérateur ne dédie pas pour autant une bande de fréquences par utilisateur, car cela conduirait à un gaspillage de ressources radio étant donné qu'un utilisateur émet par intermittence. De plus, avec un tel système, si une source parasite émet un bruit à une fréquence bien déterminée, le signal qui se trouve dans la bande de fréquence contenant le parasite sera perturbé. Pour résoudre ces problèmes, on combine le multiplexage en fréquence à un multiplexage temporel (appelé Time Division Multiple Access ou TDMA) consistant à diviser chaque canal de communication en trames de 8 intervalles de temps (dans le cas du GSM). Pour être complet, signalons qu'il existe encore une autre technique de multiplexage appelé Code Division Multiple Access (CDMA), utilisée dans la norme américaine IS-95 ou promue pour l'UMTS.

Ainsi, avec le TDMA, il est par exemple possible de faire parler huit utilisateurs l'un après l'autre dans le même canal. On multiplie donc le nombre de canaux disponibles par unité de temps par huit.

Le tableau 11.1 montre les caractéristiques des réseaux à technologie GSM et il compare les normes.

Tous les terminaux mobiles fabriqués actuellement sont compatibles avec les 2 normes ; ces terminaux sont appelés bi-bandes ou dual-band. Sur le territoire des États-Unis, aucune des bandes de fréquences pré-citées n'étaient encore disponibles. C'est pourquoi le réseau à technologie GSM américain utilise des bandes autour des  $1900 [MHz]$ . Des terminaux capables d'opérer dans les trois bandes sont appelés tri-bandes.

## 11.3 Architecture du réseau

L'architecture d'un réseau GSM peut être divisée en trois sous-systèmes :

1. Le sous-système radio contenant la station mobile, la station de base et son contrôleur.
2. Le sous-système réseau ou d'acheminement.
3. Le sous-système opérationnel ou d'exploitation et de maintenance.

|  | <b>GSM</b>                           | <b>DCS-1800</b>                      |
|--|--------------------------------------|--------------------------------------|
| Bande de fréquences (↑)                      | 890, 2 – 915 [MHz]                   | 1710 – 1785 [MHz]                    |
| Bande de fréquences (↓)                      | 935, 2 – 960 [MHz]                   | 1805 – 1880 [MHz]                    |
| Nombre d'intervalles de temps par trame TDMA | 8                                    | 8                                    |
| Débit total par canal                        | 271 [kb/s]                           | 271 [kb/s]                           |
| Débit de la parole                           | 13 [kb/s]                            | 13 [kb/s]                            |
| Débit maximal de données                     | 12 [kb/s]                            | 12 [kb/s]                            |
| Technique de multiplexage                    | Multiplexage fréquentiel et temporel | Multiplexage fréquentiel et temporel |
| Rayon de cellules                            | 0, 3 à 30 [km]                       | 0, 1 à 4 [km]                        |
| Puissance des terminaux                      | 2 à 8 [W]                            | 0, 25 et 1 [W]                       |
| Sensibilité des terminaux                    | −102 [dB]                            |                                      |
| Sensibilité de la station de base            | −104 [dB]                            |                                      |

TAB. 11.1 – Comparaison des systèmes GSM et DCS-1800.

Les éléments de l'architecture d'un réseau GSM sont repris sur le schéma de la figure 11.2.

### 11.3.1 Le sous-système radio

Le sous-système radio gère la transmission radio. Il est constitué de plusieurs entités dont le mobile, la station de base (BIS, Base Transceiver Station) et un contrôleur de station de base (BSC, Base Station Controller).

#### Le mobile

Le téléphone et la carte SIM (Subscriber Identity Module) sont les deux seuls éléments auxquels un utilisateur a directement accès. Ces deux éléments suffisent à réaliser l'ensemble des fonctionnalités nécessaires à la transmission et à la gestion des déplacements.

La principale fonction de la carte SIM est de contenir et de gérer une série d'informations. Elle se comporte donc comme une mini-base de données dont les principaux champs sont fournis dans le tableau 11.2.

L'identification d'un mobile s'effectue exclusivement au moyen de la carte SIM. En effet, elle contient des données spécifiques comme le code PIN (Personal Identification Number) et d'autres caractéristiques de l'abonné, de l'environnement radio et de l'environnement de l'utilisateur.

L'identification d'un utilisateur est réalisée par un numéro unique (IMSI, International Mobile Subscriber Identity) différent du numéro de téléphone connu de l'utilisateur (MSISDN, Mobile Station ISDN Number), tous deux étant incrustés dans la carte SIM.

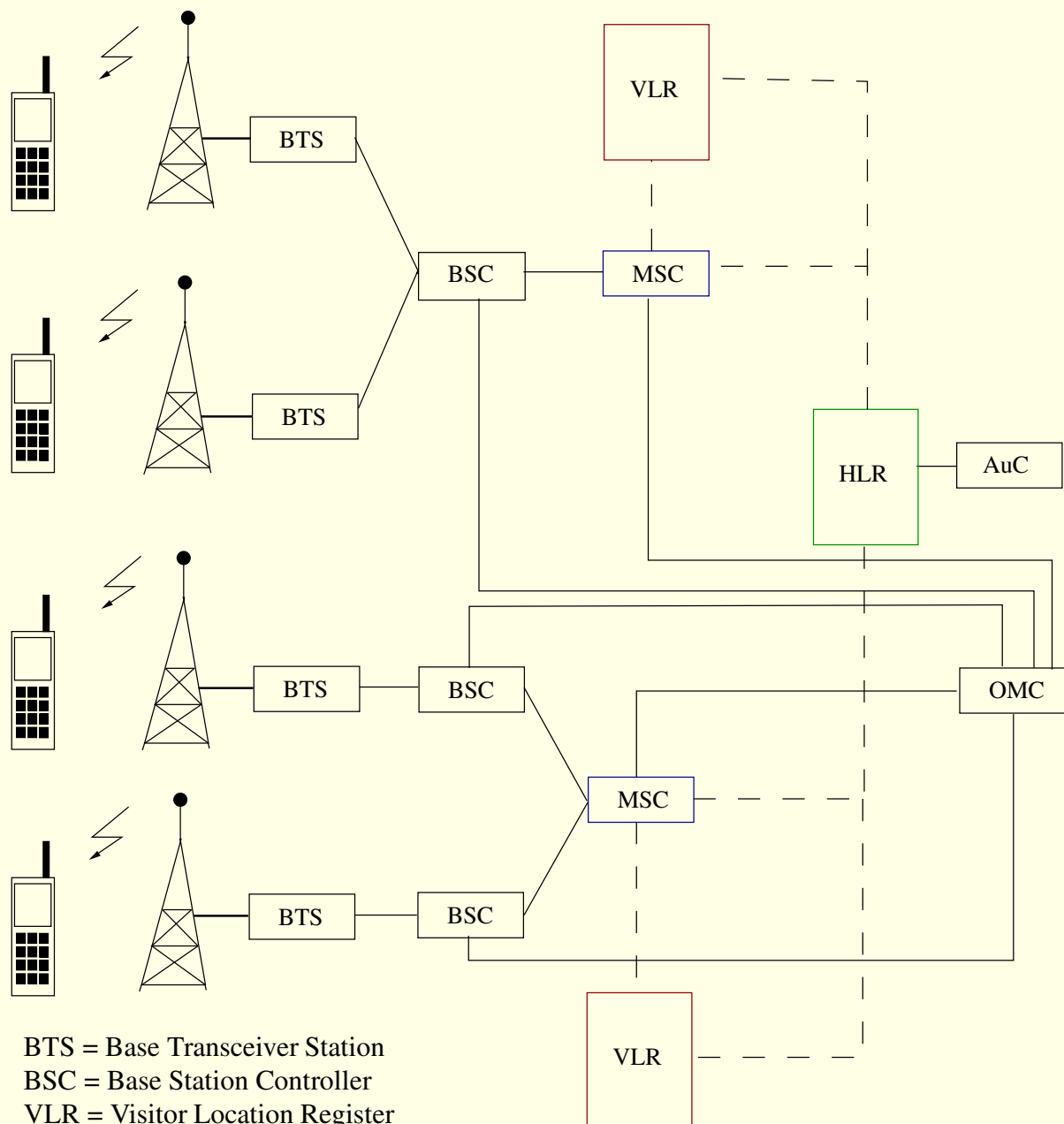


FIG. 11.2 – Architecture du réseau GSM.

| Paramètres   | Commentaires   |
|--|--|
| Données administratives                                  |  |
| PIN/PIN2   | Mot de passe demandé à chaque connexion                      |
| PUK/PUK2   | Code pour débloquer une carte                                |
| Language   | Langue choisie par l'utilisateur                             |
| Données liées à la sécurité                              |  |
| Clé $K_i$  | Valeur unique, connue de la seule carte SIM et du HLR        |
| CKSN   | Séquence de chiffrement                                      |
| Données relatives à l'utilisateur                        |  |
| IMSI   | Numéro international de l'abonné                             |
| MSISN  | Numéro d'appel d'un téléphone GSM                            |
| Données de "roaming"                                     |  |
| TMSI   | Numéro attribué temporairement par le réseau à un abonné     |
| Location updating status                                 | Indique si une mise à jour de la localisation est nécessaire |
| Données relatives au réseau                              |  |
| Mobile Country Code (MCC), Mobile Network Code (MC), etc | Identifiants du réseau mobile de l'abonné                    |
| Numéros de fréquence absolus                             | Fréquences utilisées par le FIMN                             |

TAB. 11.2 – Liste partielle des informations contenues dans une carte SIM (voir [10, page 13] pour la liste complète).

## La station de base (BTS)

La station de base est l'élément central, que l'on pourrait définir comme un ensemble émetteur/récepteur pilotant une ou plusieurs cellules. Dans le réseau GSM, chaque cellule principale au centre de laquelle se situe une station base peut-être divisée, grâce à des antennes directionnelles, en plus petites cellules qui sont des portions de celle de départ et qui utilisent des fréquences porteuses différentes. En Belgique, il est fréquent d'avoir des antennes tri-sectorielles, qui couvrent un peu plus de 120 degrés. Ces antennes ont l'allure de paires de segments verticaux, disposées en triangle. On trouve aussi des antennes à l'intérieur des bâtiments (voir figure 11.3).



FIG. 11.3 – Antenne GSM (station de métro Rogier, Bruxelles).

C'est la station de base qui fait le relais entre le mobile et le sous-système réseau. Comme le multiplexage temporel est limité à 8 intervalles de temps, une station de base peut gérer tout au plus huit connections simultanées par cellule. Elle réalise les fonctions de la couche physique et de la couche liaison de données.

En cas de besoin, on peut exploiter une station de base localement ou par télécommande à travers son contrôleur de station de base.

## Le contrôleur de station de base (BSC)

Le contrôleur de station de base gère une ou plusieurs stations de base et communique avec elles par le biais de l'interface A-bis. Ce contrôleur remplit différentes fonctions tant au niveau de la communication qu'au niveau de l'exploitation.

Pour les fonctions des communications des signaux en provenance des stations de base, le BSC agit comme un **concentrateur** puisqu'il transfère les communications provenant des différentes stations de base vers une sortie unique. Dans l'autre sens, le contrôleur commute les données en les dirigeant vers la bonne station de base.

Dans le même temps, le BSC remplit le rôle de relais pour les différents signaux d'alarme destinés au centre d'exploitation et de maintenance. Il alimente aussi la base de données des stations de base. Enfin, une dernière fonctionnalité importante est la gestion des ressources radio pour la zone couverte par les différentes stations de base qui y sont connectées. En effet, le contrôleur gère les transferts inter-cellulaires des utilisateurs dans sa zone de couverture, c'est-à-dire quand une station mobile passe d'une cellule dans une autre. Il doit alors communiquer avec la station de base qui va prendre en charge l'abonné et lui communiquer les informations

nécessaires tout en avertissant la base de données locale **VLR** (Visitor Location Register) de la nouvelle localisation de l'abonné.

C'est donc un maillon très important de la chaîne de communication et il est, de plus, le seul équipement de ce sous système à être directement gérable (via l'interface **X25** qui le relie au sous-système d'exploitation et de maintenance).

### 11.3.2 Le sous-système réseau

Le sous-système réseau, appelé Network Switching Center (**NSS**), joue un rôle essentiel dans un réseau mobile. Alors que le sous-réseau radio gère l'accès radio, les éléments du NSS prennent en charge toutes les fonctions de contrôle et d'analyse d'informations contenues dans des bases de données nécessaires à l'établissement de connexions utilisant une ou plusieurs des fonctions suivantes : **chiffrement** , **authentification** ou **roaming** .

Le NSS est constitué de :

- Mobile Switching Center (**MSC**)
- Home Location Register (**HLR**) / Authentication Center (**AuC**)
- Visitor Location Register (**VLR**)
- Equipment Identity Register (**EIR**)

#### Le centre de commutation mobile (MSC)

Le centre de commutation mobile est relié au sous-système radio via l'interface A. Son rôle principal est d'assurer la commutation entre les abonnés du réseau mobile et ceux du réseau commuté public (RTC) ou de son équivalent numérique, le réseau **RNIS** (**ISDN** en anglais). D'un point de vue fonctionnel, il est semblable à un commutateur de réseau ISDN, mis à part quelques modifications nécessaires pour un réseau mobile.

De plus, il participe à la fourniture des différents services aux abonnés tels que la téléphonie, les services supplémentaires et les services de messagerie. Il permet encore de mettre à jour les différentes bases de données (HLR et VLR) qui donnent toutes les informations concernant les abonnés et leur localisation dans le réseau.

Les commutateurs MSC d'un opérateur sont reliés entre eux pour la commutation interne des informations. Des MSC servant de passerelle (Gateway Mobile Switching Center, **GMSC**) sont placées en périphérie du réseau d'un opérateur de manière à assurer une inter-opérabilité entre réseaux d'opérateurs.

#### L'enregistreur de localisation nominale (HLR)

Il existe au moins un enregistreur de localisation (HLR) par réseau (PLMN). Il s'agit d'une base de données avec des informations essentielles pour les services de téléphonie mobile et avec un accès rapide de manière à garantir un temps d'établissement de connexion aussi court que possible.

Le HLR contient :

- toutes les informations relatives aux abonnés : le type d’abonnement, la clé d’authentification  $K_i$  –cette clé est connue d’un seul HLR et d’une seule carte SIM–, les services souscrits, le numéro de l’abonné ( **IMSI** ), etc
- ainsi qu’un certain nombre de données dynamiques telles que la position de l’abonné dans le réseau –en fait, son **VLR**– et l’état de son terminal (allumé, éteint, en communication, libre, ...).

Les données dynamiques sont mises à jour par le MSC. Cette base de données est souvent unique pour un réseau GSM et seules quelques personnes y ont accès directement.

**Le centre d’authentification (AuC).** Lorsqu’un abonné passe une communication, l’opérateur doit pouvoir s’assurer qu’il ne s’agit pas d’un usurpateur. Le centre d’authentification remplit cette fonction de protection des communications. Pour ce faire, les normes GSM prévoient deux mécanismes :

1. Le chiffrement des transmissions radio. Remarquons qu’il s’agit d’un chiffrement faible, qui ne résiste pas longtemps à la crypto-analyse ! Ceci explique sans doute pourquoi, en Belgique, de nombreux toits de bâtiments de puissance étrangère sont équipés d’antennes servant exclusivement à la réception de signaux GSM...
2. L’authentification des utilisateurs du réseau au moyen d’une clé  $K_i$ , qui est à la fois présente dans la station mobile et dans le centre d’authentification.  
L’authentification s’effectue par résolution d’un défi sur base d’un nombre  $M$  généré aléatoirement et envoyé au mobile. À partir de ce nombre, un algorithme identique (algorithme  $A_3$ ) qui se trouve à la fois dans la carte SIM et dans l’AuC produit un résultat sur base de la clé  $K_i$  et du nombre  $M$ .

Dès lors, lorsqu’un VLR obtient l’identifiant d’un abonné, il demande, au HLR du réseau de l’abonné, le nombre  $M$  servant au défi et le résultat du calcul afin de le comparer à celui qui sera produit et envoyé par le mobile. Si les résultats concordent, l’utilisateur est reconnu et accepté par le réseau.

Grâce à ce mécanisme d’authentification, un VLR peut accueillir un mobile appartenant à un autre réseau (moyennant un accord préalable entre opérateurs de réseau !) sans qu’il ne soit nécessaire de divulguer la clé de chiffrement du mobile.

On peut dès lors distinguer trois niveaux de protection :

1. La carte SIM qui interdit à un utilisateur non enregistré d’avoir accès au réseau.
2. Le chiffrement des communications destiné à empêcher l’écoute de celles-ci.
3. La protection de l’identité de l’abonné.

### **L’enregistreur de localisation des visiteurs (VLR)**

Cette base de données ne contient que des informations dynamiques et est liée à un MSC. Il y en a donc plusieurs dans un réseau GSM. Elle contient des données dynamiques qui lui sont transmises par le HLR avec lequel elle communique lorsqu’un abonné entre dans la zone de couverture du centre de commutation mobile auquel elle est rattaché. Lorsque l’abonné quitte cette

zone de couverture, ses données sont transmises à un autre VLR ; les données suivent l'abonné en quelque sorte.

### **L'enregistreur des identités des équipements (EIR)**

Malgré les mécanismes introduits pour sécuriser l'accès au réseau et le contenu des communications, le téléphone mobile doit potentiellement pouvoir accueillir n'importe quelle carte SIM de n'importe quel réseau. Il est donc imaginable qu'un terminal puisse être utilisé par un voleur sans qu'il ne puisse être repéré.

Pour combattre ce risque, chaque terminal reçoit un identifiant unique (International Mobile station Equipment Identity, **IMEI**) qui ne peut pas être modifié sans altérer le terminal. En fonction de données au sujet d'un terminal, un opérateur peut décider de refuser l'accès au réseau. Tous les opérateurs n'implémentent pas une telle base de données.

### **11.3.3 Le centre d'exploitation et de maintenance**

Cette partie du réseau regroupe trois activités principales de gestion : la gestion administrative, la gestion commerciale et la gestion technique.

Le réseau de maintenance technique s'intéresse au fonctionnement des éléments du réseau. Il gère notamment les alarmes, les pannes, la sécurité, ... Ce réseau s'appuie sur un réseau de transfert de données, totalement dissocié du réseau de communication GSM.

### **11.3.4 L'acheminement des appels entre le réseau fixe et le réseau GSM : deux scénarios en guise d'exemple**

Illustrons brièvement le fonctionnement des entités d'un réseau en traitant deux scénarios typiques simplifiés entre un réseau mobile et un réseau fixe :

1. Un abonné GSM compose le numéro de téléphone d'un abonné du réseau fixe.  
Sa demande arrive d'abord au BTS de la cellule puis passe à travers le BSC et arrive enfin au MSC qui vérifie les droits de l'abonné (autorisation d'accéder à ce service, état de l'abonnement, ...). Si l'abonné remplit les conditions, le MSC transmet l'appel au réseau public et demande au BSC de réserver un canal pour la communication. Il ne reste alors plus qu'à attendre que le poste fixe soit décroché pour que la communication soit établie.
2. Supposons au contraire qu'un abonné du réseau fixe veuille joindre un abonné du réseau GSM.

Le fonctionnement est un peu plus complexe car l'opérateur GSM n'alloue des ressources à un abonné que lorsque celui reçoit ou émet un appel.

Le numéro composé sur le poste fixe est tout d'abord aiguillé vers le réseau de l'abonné GSM. La demande de connexion est interprétée par un commutateur passerelle entrant du réseau GSM –il s'agit d'un GMSC. Le numéro formé par l'abonné du réseau fixe n'est pas utilisé tel quel pour commuter la communication. À l'instar des numéros verts ou des numéros d'urgence, il y a un mécanisme qui, au droit du GMSC, va convertir le numéro de



l'abonné en un autre numéro attribué dynamiquement en fonction de la position de l'utilisateur. C'est sur base de ce numéro dynamique que l'appel sera re-dirigé dans le réseau GSM. Concrètement, le HLR est interrogé afin de connaître la position de l'utilisateur du réseau mobile ainsi que son état (libre, occupé, éteint). Si le mobile est dans l'état "libre", le réseau interroge alors le VLR de la zone pour savoir dans quelle cellule le mobile se situe. Ainsi, le BSC de la zone demande aux différentes stations de base de sa zone de diffuser un avis d'appel. Comme le mobile est "libre", le destinataire écoute le réseau et s'aperçoit qu'on tente de le joindre et la sonnerie du terminal est activée. Une fois que l'utilisateur a décroché, un canal de communication est alloué à l'appel et les bases de données VLR et HLR sont mises à jour.

## 11.4 Description du canal physique

Dans un réseau GSM, deux techniques de multiplexage sont mises en œuvre : le multiplexage fréquentiel (FDMA) et le multiplexage temporel (TDMA).

### 11.4.1 Multiplexage fréquentiel

Dans sa version à 900 [MHz], la norme GSM occupe deux bandes de 25 [MHz] ; l'une est utilisée pour la voie montante (890,2 – 915 [MHz]), l'autre pour la voie descendante (935,2 – 960 [MHz]). Il est également défini que chaque porteuse de cellule possède une densité spectrale confinée dans une bande de 200 [kHz] ce qui signifie que, théoriquement, on peut disposer de 124 canaux. Notons au passage que la bande de fréquences du DCS-1800 étant plus large, elle peut contenir 374 canaux.

Aussi, si on indique par  $F_u$  les fréquences porteuses montantes et par  $F_d$  les fréquences porteuses descendantes, les valeurs de fréquence porteuse valent

$$F_u(n) = 890,2 + 0,2 \times (n - 1) \text{ [MHz]} \quad (11.2)$$

$$F_d(n) = 935,2 + 0,2 \times (n - 1) \text{ [MHz]} \quad (11.3)$$

où  $1 \leq n \leq 124$ . Connaissant les canaux disponibles, il est alors possible d'effectuer un multiplexage fréquentiel en attribuant un certain ensemble de fréquences porteuses par opérateur GSM – c'est le rôle du régulateur, l'IBPT<sup>5</sup> en Belgique – et l'opérateur choisit son plan de fréquences en allouant une ou plusieurs fréquences par station de base. Proximus utilise les canaux 1 à 30 et 61 à 90, Mobistar s'est vu attribuer les canaux 31 à 60 et 91 à 120 ; quant aux canaux restants (121 à 124), ils ont été réservés pour les téléphones sans fil. Base (nommé Orange auparavant) n'opère pas dans la bande des 900 [MHz]. Par contre, la bande DCS-1800 est utilisée par les 3 opérateurs (Base, Mobistar et Proximus).

---

<sup>5</sup><http://www.ibpt.be>

## 11.4.2 La modulation

En raison de la forte variabilité de l'amplitude des signaux dans un environnement mobile, on préfère recourir à une technique de modulation angulaire pour ce type d'environnement. La technique de modulation utilisée pour porter le signal à haute fréquence est la modulation **GMSK** (Gaussian Minimum Shift Keying). Comme le suggère son nom, il s'agit d'une variante d'une modulation **MSK** appartenant à la famille des modulations de fréquence (**FM**) numériques. On utilise la **GMSK** car, en raison de la transition rapide entre 2 fréquences ( $f_c - \Delta f$  et  $f_c + \Delta f$ ), la modulation par **MSK** aurait nécessité une trop large bande de fréquences.

La modulation **GMSK** consiste en une modulation de fréquence à deux états portant non pas sur la séquence originale mais sur une nouvelle séquence dont le bit  $n$  est produit comme le résultat de la fonction du OU exclusif (**XOR**) entre le bit courant et le bit précédent. Après application du **XOR**, le signal est filtré. La figure 11.4 montre la création d'un signal modulé par **GMSK**.

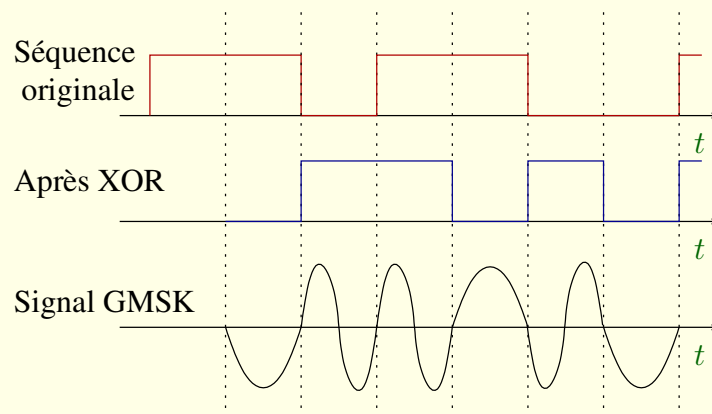


FIG. 11.4 – Création d'un signal modulé par **GMSK** au départ d'un train binaire.

Au bout du compte, il faut une largeur de  $200 [kHz]$  par fréquence porteuse. Sachant que le débit atteint  $270 [kb/s]$ , on atteint un rapport du débit à largeur de bande, appelé efficacité spectrale, proche de 1. Cette valeur est typique pour des environnements mobiles, ce qui signifie que, pour doubler le débit, il n'y a d'autre solution que de doubler la largeur de bande.

## 11.4.3 Multiplexage temporel

Tant pour des questions d'interférences électromagnétiques que pour des raisons d'augmentation de capacité, le multiplexage fréquentiel se double d'un multiplexage temporel. Le multiplexage temporel consiste à diviser chaque canal de communication en 8 intervalles de temps de  $0,577 [ms]$  chacun.

**Définition 51 [Trame]** On définit dès lors une **trame** élémentaire de 8 intervalles pour une durée de  $8 \times 0,577 = 4,615 [ms]$ .

Comme il est exclus de transmettre toutes les informations en une fois, il faut découper l'information et la transmettre au moyen de plusieurs trames consécutives. La norme GSM prévoit une organisation spécifique de structure hiérarchique de trames. Cette hiérarchie est dessinée à la figure 11.5. Les trames sont regroupées comme suit :

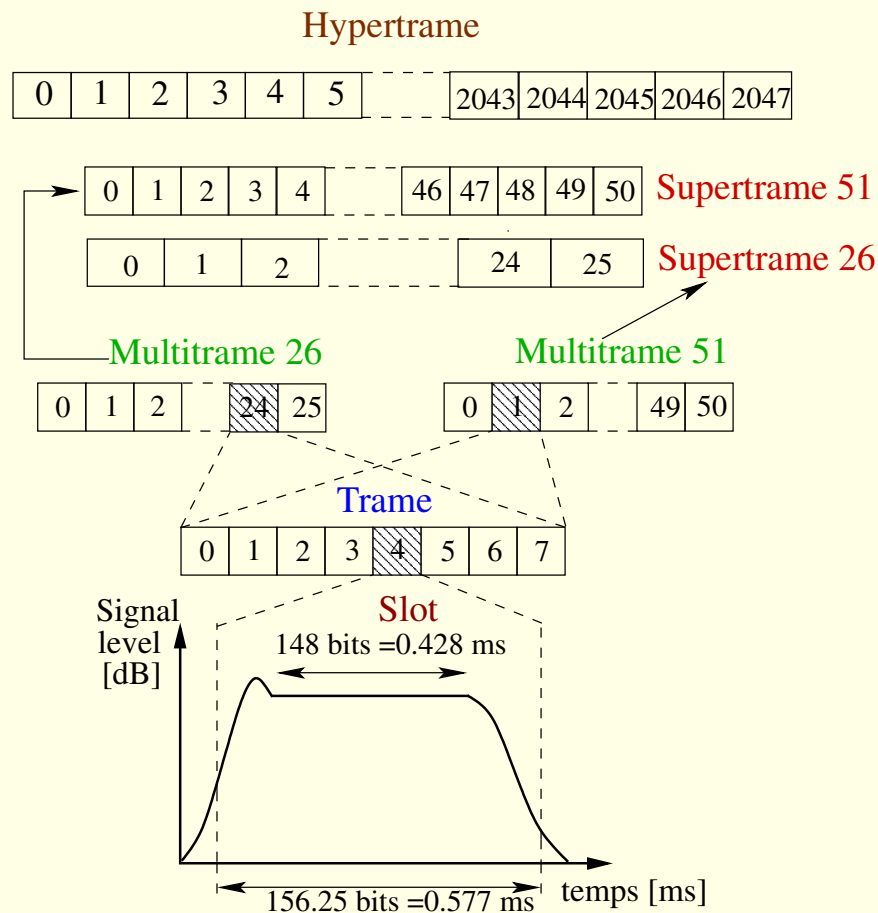


FIG. 11.5 – Organisation des multiples de trames.

- 1 multitrame de type 26 = 26 trames TDMA élémentaires et 1 multitrame de type 51 = 51 trames TDMA élémentaires,
- 1 supertrame de type 26 = 26 multitrames et 1 supertrame de type 51 = 51 multitrames
- 1 **hypertrame** = 2048 supertrames = 2.715.648 trames.

La structure en trames est à mettre en relation avec la typologie des informations véhiculées, dont il est question dans cet article à la section 11.5.3.

#### 11.4.4 Mécanismes de protection contre les interférences radio-électriques

Le canal d'une communication avec un mobile est changeant et sujet à perturbations. Plusieurs mécanismes sont donc mis en œuvre pour réduire l'impact des interférences.

## Le saut de fréquences ou Frequency Hopping

Pour protéger les canaux d'une source radio parasite, la fréquence porteuse utilisée pour transmettre une salve de données fluctue au cours du temps. C'est le principe du saut de fréquence ou du Frequency Hopping (FH) ; il est illustré à la figure 11.6. Ainsi, si à un moment déterminé, une bande de fréquences est sujette à fortes perturbations, seule une petite quantité de données sera perturbée.

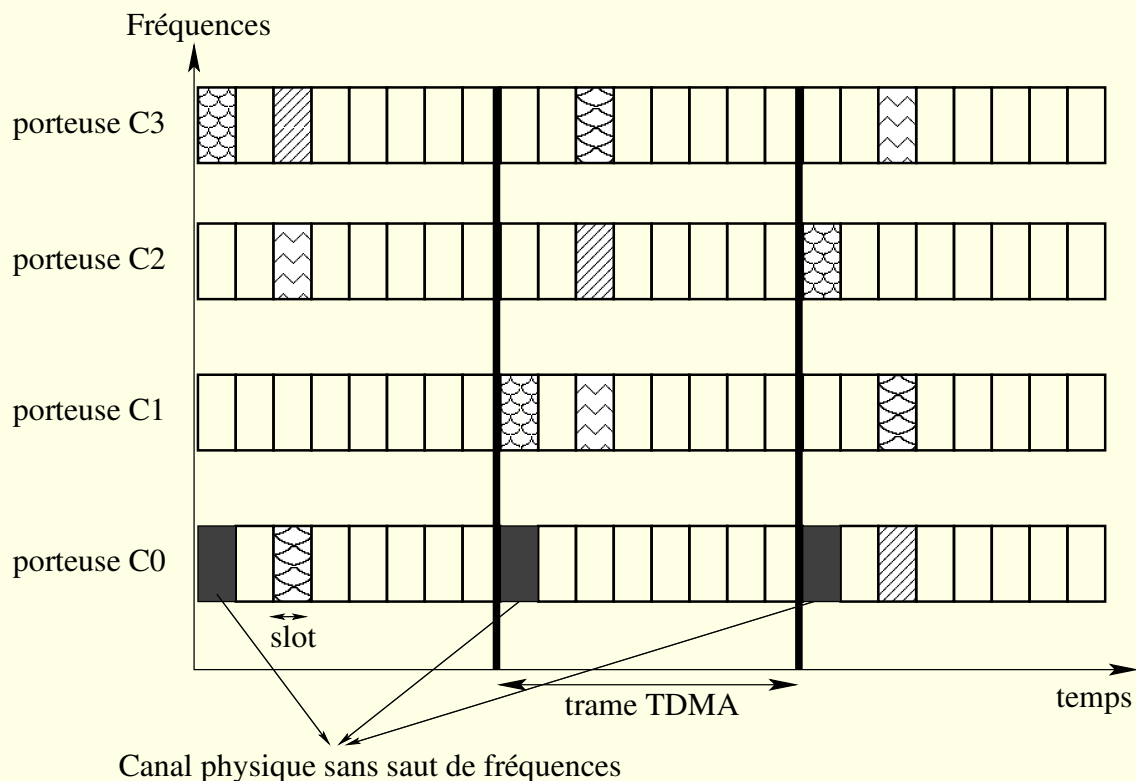


FIG. 11.6 – Principe du saut de fréquence (d'après [13, page 169]).

La norme GSM définit un parcours de fréquence cyclique ou pseudo-aléatoire, comprenant au plus 64 fréquences porteuses. Habituellement, un algorithme standardisé génère une suite pseudo-aléatoire de nombres  $s_i$  compris dans une liste de  $N$  fréquences disponibles pour les sauts.

La configuration des sauts se fait au moyen de paramètres tels que :

- le Cell Allocation (CA), la liste des numéros des fréquences utilisées dans une cellule,
- le Mobile Allocation (MA), la liste des numéros des fréquences disponibles pour les sauts<sup>6</sup>,
- le Hopping Sequence Number (HSN), une valeur comprise entre 0 et 63, servant à initialiser le générateur pseudo-aléatoire, et

<sup>6</sup>Il y en a au maximum 64.

- le Mobile Allocation Index Offset (MAIO), une valeur comprise entre 0 et 63 qui indique quel décalage doit être utilisé. Cette valeur de décalage est convenue à l'initialisation de l'appel et elle diffère d'un mobile à l'autre.

L'opérateur choisit le nombre de fréquences à prendre pour chaque numéro de trame élémentaire (appelée slot). Néanmoins, il doit tenir compte de la nécessité d'un mobile entrant dans le réseau de pouvoir communiquer. Pour cela, on fixe la fréquence porteuse de certains slots dans le sens de la station de base vers le mobile. Ce canal a pour fonction essentielle de permettre au mobile de se rattacher à la station de base la plus favorable. Il s'agit par exemple du slot 0 pour lequel on fixe une fréquence et on n'autorise le saut que sur 3 fréquences (pour les appels en cours sur le slot 0) au lieu de 4 pour les autres slots.

Signalons qu'il n'est pas possible de passer de la bande 900 [MHz] à la bande 1800 [MHz] pour effectuer le saut de fréquence. Autrement dit, les ressources radio des bandes GSM et DCS-1800 ne sont jamais mélangées.

### Décalage temporel des envois

Pour permettre le basculement d'un mobile du mode réception en mode émission, la norme GSM prévoit un décalage de 3 slots. Plus précisément, le mobile émet des informations 3 slots après réception des signaux envoyés par la station de base.

Malgré tout, les informations envoyées par les différents mobiles autour d'une même fréquence porteuse entre en collision au droit de la station de base si la distance entre les mobiles et l'antenne est fort différente d'un mobile à l'autre. Pour éviter des collisions, certains mobiles (les plus distants) doivent avancer le moment de l'envoi. La durée de l'avance temporelle de l'envoi est appelée Timing Advance (TA). Elle est fournie dynamiquement par la station de base.

### Le codage

Pour protéger les informations des erreurs qui peuvent se produire lors des communications radio et ainsi réduire le taux d'erreur sur bit, trois techniques de codage sont appliquées :

1. Un codage en bloc qui ajoute un bit de parité au bloc et qui permet la détection d'un nombre impair d'erreurs.
2. Un codage récurrent (algorithme de VITERBI). L'information n'est plus sectionnée en parties indépendantes mais certains bits de redondance sont placés régulièrement dans le code.
3. On effectue également un entrelacement par blocs de 464 bits. Cet entrelacement consiste à répartir les blocs selon une méthode définie. Ainsi, si le canal perturbe une suite de bits consécutifs, l'altération sera diffusée sur un grand nombre de blocs plutôt que sur la totalité d'un bloc ; les blocs affectés pourront alors être corrigés grâce aux bits redondants.

## 11.5 Protocoles

### 11.5.1 Pile de protocoles

La figure 11.7 représente l'architecture des protocoles GSM des différents éléments du réseau. Au niveau applicatif, on distingue les protocoles suivants qui, au travers de différents élé-

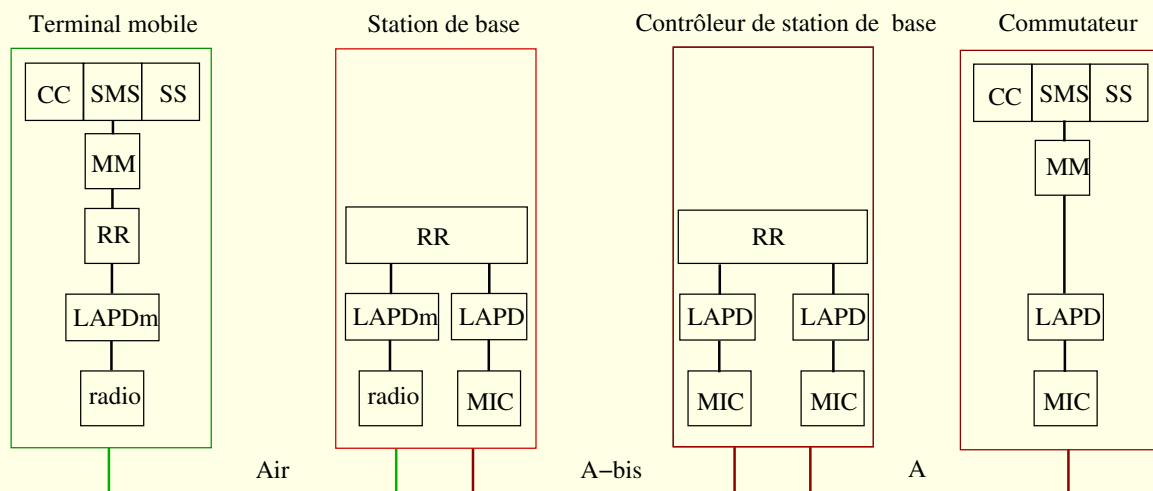


FIG. 11.7 – Piles de protocoles de différents sous-systèmes du réseau GSM (d'après [23, page 58]).

ments du réseau, relient un mobile à un centre de communication (**MSC**) :

1. Le protocole Call Control (CC) prend en charge le traitement des appels tels que l'établissement, la terminaison et la supervision.
2. Le protocole Short Message Service (**SM**) qui permet l'envoi de courts messages au départ d'un mobile. La longueur d'un SMS est limitée à 160 caractères de 7 bits, soit 140 bytes.
3. Le protocole Supplementary Services (SS) prend en charge les compléments de services. La liste de ces services est longue mais, à titre d'exemple, citons le Calling Line Identification Presentation (**CLIP**), le Calling Line Identification Restriction (**CLIR**) et le Call Forwarding Unconditional (**CFU**).
4. Le protocole Mobility Management (MM) gère l'identification, l'authentification sur le réseau et la localisation d'un terminal. Cette application se trouve dans le sous-réseau de commutation (**NS**) et dans le mobile car ils doivent tous deux connaître la position du mobile dans le réseau.
5. Le protocole Radio Ressource management (RR) s'occupe de la liaison radio. Il interconnecte une BTS et un BSC car ce dernier gère l'attribution des fréquences radio dans une zone.

Les trois premiers protocoles applicatifs pré-cités (CC, SMS et SS) ne sont implémentés que dans les terminaux mobiles et les commutateurs ; leurs messages voyagent de façon transparente à travers le BSC et le BTS.

## 11.5.2 Les interfaces A-bis, A et X25

Présentons brièvement les trois types d'interface qui relient le BSC respectivement à la station de base (interface A-bis), au commutateur (interface A) et au centre d'exploitation et de maintenance (interface X25).

### L'interface A-bis

La couche physique est définie par une liaison PCM à 2 [Mb/s]<sup>7</sup> (recommandation de la série G de l'ITU) et la couche liaison de données est composée du protocole Link Access Protocol D-channel (LAPD).

Comme le canal de liaison PCM a un débit unitaire de 64 [kb/s] et que le débit par canal radio GSM est de 13 [kb/s], il faut donc adapter le débit. Cette fonction est appelée **transcodage** et elle est réalisée dans une unité appelée Transcoding Rate and Adaptation Unit (TRAU). Deux solutions sont techniquement possibles et rencontrées dans les réseaux GSM :

1. Multiplexer quatre canaux à 13 [kb/s] pour produire un canal à 64 [kb/s].
2. Faire passer le débit de chaque canal à 64 [kb/s].

Tout est affaire de compromis et de choix. L'avantage de la première solution est de diminuer le débit entre la station de base et le BSC où le trafic est fortement concentré. La seconde solution offre par contre l'avantage de banaliser les équipements du système en ramenant tous les équipements à 64 [kb/s]. Souvent, la deuxième solution est utilisée au niveau des commutateurs et la première au niveau du BSC afin de garder l'avantage du faible débit de parole.

### L'interface A

La couche physique est toujours définie par une liaison à PCM à 2 [Mb/s] mais c'est le protocole CCITT numéro 7 qui est utilisé pour la couche liaison de données.

### L'interface X25

Cette interface relie le BSC au centre d'exploitation et de maintenance (OMC). Elle possède la structure en 7 couches du modèle OSI.

---

<sup>7</sup>Une telle liaison offre 32 canaux à 64 [kb/s].

### 11.5.3 Typologie des paquets

Chaque trame consiste en un certain nombre de bits. Ces bits sont organisés suivant une structure qui diffère en fonction du protocole applicatif mis en œuvre pour chaque slot mais aussi de l'état intermédiaire du protocole considéré.

La durée d'un paquet ( $0,577\text{ [ms]}$ ) correspond à l'émission de  $156,25$  bits, dont  $114$  bits de message "net". En admettant que les slots se suivent sans interruption, un simple calcul ( $\frac{156,25}{0,577 \cdot 10^{-3}}$ ) montre que le débit maximum vaut  $270\text{ [kb/s]}$ . En pratique, le débit maximum utile (en mode full-rate) ne dépasse pas  $13\text{ [kb/s]}$  en raison des bits nécessaires à la correction d'erreurs. Pour la transmission des données, cette limite descend même à  $9,6\text{ [kb/s]}$  en raison de la sur-protection nécessaire à la garantie d'un taux d'erreur acceptable.

La norme définit  $5$  types de paquets fonctionnels, appelés **bursts** dans la terminologie GSM :

1. Les bursts d'accès qui sont envoyés par les mobiles lorsqu'ils veulent entrer en contact avec le réseau.
2. Les bursts de synchronisation qui contiennent les informations sur la localisation et les fréquences utilisées.
3. Les bursts normaux qui transportent les messages.
4. Les bursts de correction de fréquence.
5. Les bursts de bourrage (dummy packet) qui sont placés dans les espaces vides si aucune donnée ne doit être envoyée. Pour être précis, ce burst est composé de  $2$  salves de  $58$  bits préfixés interrompus par une séquence d'entraînement de  $26$  bits.

Tous les types de burst ont une forme semblable. Ils sont composés, dans l'ordre, de :

- bits d'en-tête (tail bit, TB), nécessaires à la synchronisation. Ils correspondent toujours au code  $000$  sauf pour les bursts d'accès.
- $148$  bits utiles dont le format dépend du type de burst.
- bits de fin, aussi appelés tail bit, terminés par une période temporelle de garde requise pour permettre à l'émetteur de réduire sa puissance de  $70\text{ [dB]}$ . Elle sert aussi à compenser la durée de transmission qui est variable pour la réception d'un paquet au suivant si le mobile a bougé.

La structure des  $5$  types de burst est représentée à la figure 11.8.

#### Le burst d'accès

Ce burst est émis, sur un canal dédié, par la station mobile lorsqu'elle cherche à entrer en contact avec le réseau soit pour l'établissement d'une communication, soit pour un **handover** . Il est le plus court des quatre types car il ne contient que  $77$  bits ( $41$  bits de synchronisation et  $36$  bits d'information). Son temps de garde est de  $68,25$  bits, soit  $0,252\text{ [ms]}$ . Ce temps de garde permet de tenir compte de grandes cellules et d'établir ainsi une communication avec un mobile distant jusqu'à  $35\text{ [km]}$ .

En calculant la durée de voyage d'un burst, la station peut asservir l'instant du début d'émission pour compenser le retard entraîné par la propagation des ondes. En effet, l'horloge interne des récepteurs est synchronisée grâce à un top de synchronisation envoyé par la station de base.



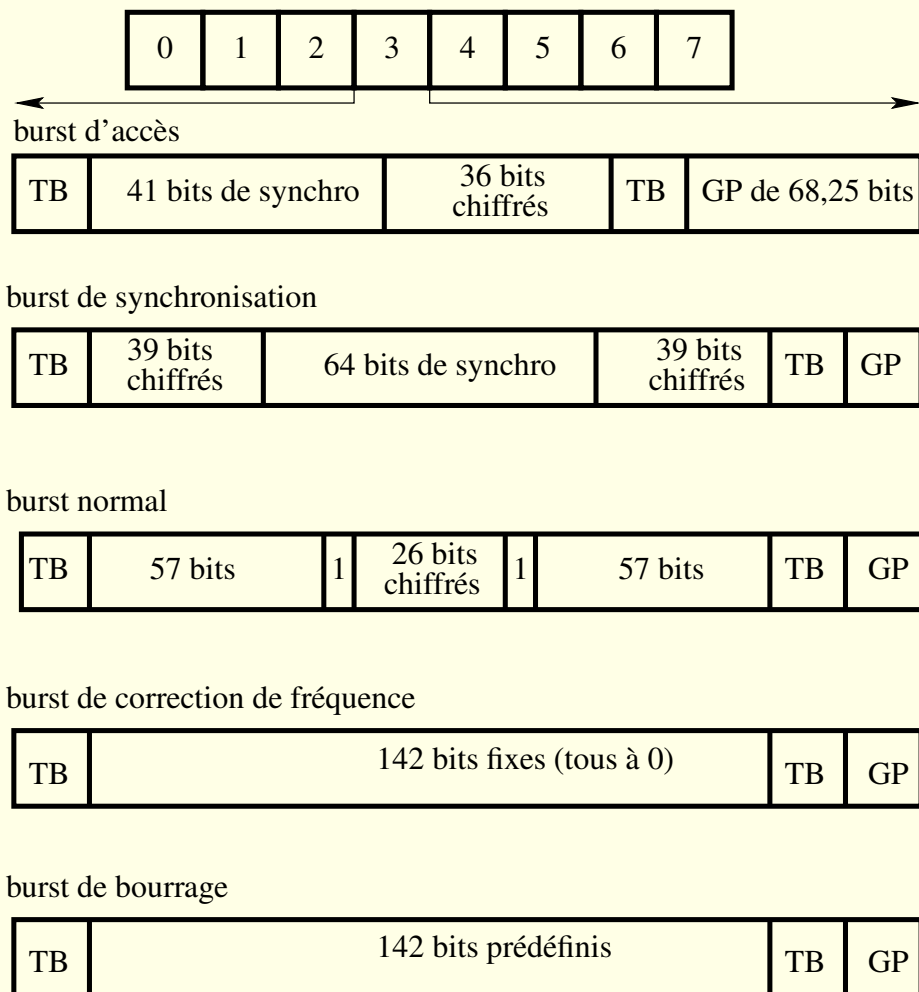


FIG. 11.8 – Structures des 5 types de burst définis par la norme GSM (d'après la norme et [25, page 140]).

### **Le burst de synchronisation**

Pour ce type de burst, 78 bits d'informations sont véhiculés pour les stations mobiles. Ces bits contiennent les renseignements concernant les fréquences à utiliser et la localisation (identité de la station de base, de la zone et de la cellule).

### **Le burst normal**

Ce burst transporte  $2 \times 57 = 114$  bits d'information séparées par 26 bits qui sont une séquence d'apprentissage destinée à régler les paramètres de réception. De plus, la zone TB correspond à 8, 25 bits. Enfin, il faut ajouter à cela 2 bits qui indique s'il s'agit d'un canal de données ou d'un canal de signalisation et 6 bits pour marquer la montée ou la descente en amplitude.

### **Le burst de correction de fréquence**

Le type de burst au format le plus simple. La station de base envoie 142 bits de données servant à prévenir des interférences possibles avec des fréquences voisines.

### **Le burst de bourrage**

Lorsqu'un mobile est allumé, le terminal teste le niveau de puissance des fréquences des cellules proches pour déterminer la station de base à laquelle il doit s'asservir. Le burst de bourrage (dummy burst) est une séquence prédéfinie qui sert donc d'étalon de puissance. Il est aussi utilisé pour forcer une décision de handover.

## **Deuxième partie**

### **Annexes**

# Annexe A

## Analyse de FOURIER

### A.1 Transformée de FOURIER

#### A.1.1 Définition

Soit  $g(t)$  un signal non périodique. Par définition, la transformée de FOURIER du signal  $g(t)$  est donnée par

$$\mathcal{G}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t)e^{-2\pi jft} dt \quad (\text{A.1})$$

À partir de la transformée de FOURIER, il est possible de reconstituer exactement le signal original au moyen de la transformée inverse :

$$g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathcal{G}(f)e^{2\pi jft} df \quad (\text{A.2})$$

Pour que la transformée d'un signal  $g(t)$  existe, il suffit (condition suffisante mais pas nécessaire), que  $g(t)$  satisfasse les trois conditions de DIRICHLET :

1. La fonction  $g(t)$  est à valeur unique avec un nombre fini de maxima et de minima pour tout intervalle fini.
2. La fonction  $g(t)$  a un nombre fini de discontinuités pour tout intervalle fini.
3. La fonction est “absolument” intégrable, c’est-à-dire

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |g(t)| dt < \infty \quad (\text{A.3})$$

La transformée de FOURIER nous fournit une interprétation intéressante puisqu’elle décompose le signal en composantes fréquentielles définies sur  $[-\infty, +\infty]$ .

Nous dirons que  $g(t)$  et  $\mathcal{G}(f)$  forment une paire de transformées de FOURIER représentée par

$$g(t) \rightleftharpoons \mathcal{G}(f)$$

En général,  $\mathcal{G}(f)$  est une fonction de  $f$  à valeurs complexes. Nous pouvons donc l'exprimer sous la forme

$$\mathcal{G}(f) = \|\mathcal{G}(f)\| e^{j\theta(f)} \quad (\text{A.4})$$

où  $\|\mathcal{G}(f)\|$  est appelé module de  $\mathcal{G}(f)$  et  $\theta(f)$  est appelée phase de  $\mathcal{G}(f)$ . Dans le cas particulier important où  $g(t)$  est une fonction à valeurs réelles, nous avons

$$\mathcal{G}(-f) = \mathcal{G}^*(f) \quad (\text{A.5})$$

où  $*$  représente le complexe conjugué. Il vient

$$|\mathcal{G}(-f)| = |\mathcal{G}(f)| \quad (\text{A.6})$$

$$\theta(-f) = -\theta(f) \quad (\text{A.7})$$

Dès lors, nous pouvons déduire deux propriétés importantes d'un signal à valeurs réelles :

1. Le spectre d'amplitude du signal est une fonction paire de la fréquence, c'est-à-dire que le spectre d'amplitude est symétrique par rapport à l'axe vertical.
2. Le spectre de phase du signal est une fonction impaire de la fréquence, c'est-à-dire que le spectre de phase est antisymétrique par rapport à l'axe vertical.

## A.1.2 Propriétés

### 1. Linéarité

Soient  $g_1(t) \Rightarrow \mathcal{G}_1(f)$  et  $g_2(t) \Rightarrow \mathcal{G}_2(f)$ . Alors, pour toutes constantes  $c_1$  et  $c_2$ , nous avons

$$c_1 g_1(t) + c_2 g_2(t) \Rightarrow c_1 \mathcal{G}_1(f) + c_2 \mathcal{G}_2(f) \quad (\text{A.8})$$

### 2. Dilatation temporelle

$$g(at) \Rightarrow \frac{1}{|a|} \mathcal{G}\left(\frac{f}{a}\right) \quad (\text{A.9})$$

Il est à noter que la fonction  $g(at)$  représente  $g(t)$  compressée dans le temps par un facteur  $a$  tandis que la fonction  $\mathcal{G}(f/a)$  représente  $\mathcal{G}(f)$  dilatée en fréquence par le même facteur  $a$ . Dès lors, il vient qu'une compression dans le domaine temporel équivaut à une dilatation dans le domaine fréquentiel et vice versa.

### 3. Dualité

Si  $g(t) \Rightarrow \mathcal{G}(f)$ , alors

$$\mathcal{G}(t) \Rightarrow g(-f) \quad (\text{A.10})$$

### 4. Translation temporelle

Si  $g(t) \Rightarrow \mathcal{G}(f)$ , alors

$$g(t - t_0) \Rightarrow \mathcal{G}(f) e^{-2\pi j f t_0} \quad (\text{A.11})$$

Il en résulte que le fait de traduire la fonction  $g(t)$  de  $t_0$  ne modifie pas l'amplitude de sa transformée de FOURIER, par contre sa phase est modifiée d'un facteur linéaire  $-2\pi j f t_0$ .

## 5. Translation fréquentielle

Si  $g(t) \Rightarrow \mathcal{G}(f)$ , alors

$$g(t)e^{2\pi j f_c t} \Rightarrow \mathcal{G}(f - f_c) \quad (\text{A.12})$$

La multiplication de la fonction  $g(t)$  par le facteur  $e^{2\pi j f_c t}$  est équivalente à une translation de la transformée de FOURIER  $\mathcal{G}(f)$  dans le domaine fréquentiel. Cette propriété est appelée théorème de modulation.

## 6. Aire

Si  $g(t) \Rightarrow \mathcal{G}(f)$ , alors

$$g(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathcal{G}(f) df \quad (\text{A.13})$$

## 7. Dérivée temporelle

Si  $g(t) \Rightarrow \mathcal{G}(f)$ , alors

$$\frac{d}{dt}g(t) \Rightarrow 2\pi j f \mathcal{G}(f) \quad (\text{A.14})$$

## 8. Intégration dans le domaine temporel

Si  $g(t) \Rightarrow \mathcal{G}(f)$  et  $\mathcal{G}(0) = 0$ , alors

$$\int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau \Rightarrow \frac{1}{2\pi j f} \mathcal{G}(f) \quad (\text{A.15})$$

## 9. Multiplication de deux fonctions dans le domaine temporel

Soient  $g_1(t) \Rightarrow \mathcal{G}_1(f)$  et  $g_2(t) \Rightarrow \mathcal{G}_2(f)$ . Alors

$$g_1(t)g_2(t) \Rightarrow \int_{-\infty}^{+\infty} \mathcal{G}_1(\lambda)\mathcal{G}_2(f - \lambda)d\lambda \quad (\text{A.16})$$

L'intégrale du membre de droite est connue sous le nom d'intégrale de convolution exprimée dans le domaine fréquentiel et la fonction de  $f$  résultante est appelée convolution de  $\mathcal{G}_1(f)$  et  $\mathcal{G}_2(f)$ . Dès lors, la multiplication de deux signaux dans le domaine temporel est transformée dans le domaine fréquentiel en la convolution de leur transformée de FOURIER respective. Cette propriété est aussi appelée théorème de multiplication.

## 10. Multiplication dans le domaine fréquentiel

Soient  $g_1(t) \Rightarrow \mathcal{G}_1(f)$  et  $g_2(t) \Rightarrow \mathcal{G}_2(f)$ . Alors

$$\int_{-\infty}^{+\infty} g_1(\tau)g_2(t - \tau)d\tau \Rightarrow \mathcal{G}_1(f)\mathcal{G}_2(f) \quad (\text{A.17})$$

La convolution de deux signaux dans le domaine temporel est transformée dans le domaine fréquentiel en la multiplication de leur transformée de FOURIER respective. Cette propriété

est appelée théorème de convolution.

L'équation (A.17) peut être réécrite sous la forme

$$g_1(t) \otimes g_2(t) \Rightarrow \mathcal{G}_1(f) \mathcal{G}_2(f) \quad (\text{A.18})$$

### 11. Égalité de PARSEVAL

Si  $g(t) \Rightarrow \mathcal{G}(f)$ , alors

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \|g(t)\|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \|\mathcal{G}(f)\|^2 df \quad (\text{A.19})$$

Cette propriété est également appelée théorème d'énergie de RAYLEIGH. La quantité  $\|\mathcal{G}(f)\|^2$  est appelée densité spectrale d'énergie du signal  $g(t)$ .

### A.1.3 Exemples

1. Considérons un signal rectangulaire  $g(t)$  de durée  $T$  et d'amplitude  $A$ . Afin de définir mathématiquement ce signal, nous introduisons la fonction

$$rect(t) = Rect_{[-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}]}(t) = \begin{cases} 1 & -\frac{1}{2} < t < \frac{1}{2} \\ 0 & |t| > \frac{1}{2} \end{cases} \quad (\text{A.20})$$

appelée en général fonction rectangle. Dès lors, nous pouvons écrire

$$g(t) = A rect\left(\frac{t}{T}\right) = A Rect_{[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}]}(t) \quad (\text{A.21})$$

La transformée de FOURIER du signal  $g(t)$  est donnée par

$$\mathcal{G}(f) = \int_{-T/2}^{T/2} A e^{-2\pi j f t} dt \quad (\text{A.22})$$

$$= AT \left( \frac{\sin(\pi f t)}{\pi f t} \right) \quad (\text{A.23})$$

Afin de simplifier la notation précédente, nous introduisons la fonction sinus cardinal, *sinc*, définie par

$$sinc(\lambda) = \frac{\sin(\pi \lambda)}{\pi \lambda} \quad (\text{A.24})$$

Finalement, il vient

$$\mathcal{G}(f) = AT sinc(fT) \quad (\text{A.25})$$

Nous avons donc la paire de transformées de FOURIER :

$$A rect\left(\frac{t}{T}\right) \Rightarrow AT sinc(ft) \quad (\text{A.26})$$

2. Considérons le signal  $g(t)$  suivant :

$$g(t) = A \operatorname{sinc}(2Wt) \quad (\text{A.27})$$

En appliquant la propriété de dualité de la transformée de FOURIER à la relation A.26 et étant donné que la fonction rectangle est une fonction paire du temps, il vient

$$AT \operatorname{sinc}(Tt) \rightleftharpoons A \operatorname{rect}\left(\frac{f}{T}\right) \quad (\text{A.28})$$

En posant  $T = 2W$ , nous obtenons la paire de transformées de FOURIER suivante

$$A \operatorname{sinc}(2Wt) \rightleftharpoons \frac{A}{2W} \operatorname{rect}\left(\frac{f}{2W}\right) \quad (\text{A.29})$$

## A.2 La fonction Delta de DIRAC

### A.2.1 Définition

La fonction Delta de DIRAC, notée  $\delta(t)$ , est définie par

$$\delta(t) = 0, \quad t \neq 0 \quad (\text{A.30})$$

et

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt = 1 \quad (\text{A.31})$$

Il est possible de donner une autre définition de la fonction  $\delta(t)$  qui incorpore les équations A.30 et A.31 :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} g(t) \delta(t - t_0) dt = g(t_0) \quad (\text{A.32})$$

où  $g(t)$  est une fonction continue du temps.

### A.2.2 Transformée de FOURIER de $\delta(t)$

Par définition, la transformée de FOURIER de  $\delta(t)$  est donnée par

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) e^{-2\pi jft} dt \quad (\text{A.33})$$

Étant donné que la fonction  $e^{-2\pi jft}$  évaluée en  $t = 0$  vaut 1, il vient finalement

$$\delta(t) \rightleftharpoons 1 \quad (\text{A.34})$$

Donc, le spectre de la fonction Delta de DIRAC s'étend uniformément sur tout l'intervalle de fréquence  $([-\infty, +\infty])$ , comme le montre la figure A.1.



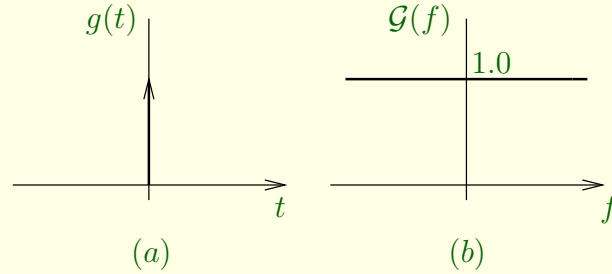


FIG. A.1 – (a) La fonction Delta de DIRAC. (b) Spectre de  $\delta(t)$ .

### A.2.3 Applications

#### 1. Signal DC

En utilisant la propriété de dualité de la transformée de FOURIER et étant donné que la fonction Delta est une fonction paire, on peut écrire

$$1 \Rightarrow \delta(f) \quad (\text{A.35})$$

Le spectre d'un signal DC est donc discret et comporte une seule raie située en  $f = 0$  (figure A.2).

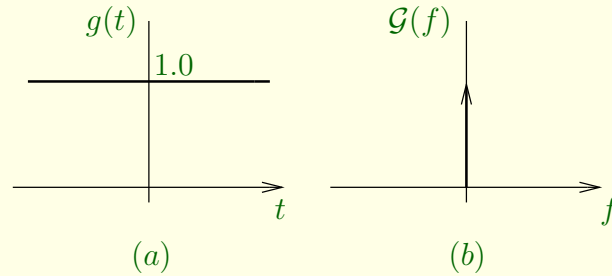


FIG. A.2 – (a) Signal DC. (b) Spectre.

#### 2. Signal complexe exponentiel

En appliquant la propriété de translation fréquentielle de la transformée de FOURIER à A.35, il vient

$$e^{2\pi j f_c t} \Rightarrow \delta(f - f_c) \quad (\text{A.36})$$

Le spectre d'un signal complexe exponentiel de fréquence  $f_c$  se limite donc à une raie située en  $f = f_c$ .

#### 3. Signal sinusoïdal

Soit le signal  $\cos(2\pi f_c t)$ . Utilisons tout d'abord la formule bien connue

$$\cos(2\pi f_c t) = \frac{e^{2\pi j f_c t} + e^{-2\pi j f_c t}}{2} \quad (\text{A.37})$$

En utilisant (A.36) et la propriété de linéarité de la transformée de FOURIER, il vient

$$\cos(2\pi f_c t) \Rightarrow \frac{\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)}{2} \quad (\text{A.38})$$

Le spectre d'un signal cosinusoidal comporte donc 2 raies pondérées par le facteur 1/2 et situées en  $f = \pm f_c$ .

Il est également aisé de montrer que

$$\sin(2\pi f_c t) \Rightarrow \frac{\delta(f - f_c) - \delta(f + f_c)}{2j} \quad (\text{A.39})$$

#### 4. Convolution d'une fonction par une raie de DIRAC.

Soit un signal  $g(t)$  dont la transformée de FOURIER est  $\mathcal{G}(f)$ . De la relation  $\delta(t) \Rightarrow 1$ , on déduit que

$$g(t) \otimes \delta(t) \Rightarrow \mathcal{G}(f) \quad (\text{A.40})$$

Dès lors,

$$g(t) \otimes \delta(t) = g(t) \quad (\text{A.41})$$

ou encore

$$\mathcal{G}(f) \otimes \delta(f) = \mathcal{G}(f) \quad (\text{A.42})$$

La convolution d'une fonction par une impulsions de DIRAC fournit donc la fonction originale. Une extension simple de cette propriété conduit à

$$\mathcal{G}(f) \otimes \delta(f - f_c) = \mathcal{G}(f - f_c) \quad (\text{A.43})$$

## A.3 Quelques signaux fondamentaux

### A.3.1 Définitions

#### 1. Fonction rectangle

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1 & -\frac{1}{2} < t < \frac{1}{2} \\ 0 & |t| > \frac{1}{2} \end{cases} \quad (\text{A.44})$$

#### 2. Fonction échelon

$$u(t) = \begin{cases} 1 & t > 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \quad (\text{A.45})$$

#### 3. Fonction signe

$$\text{sign}(t) = \begin{cases} 1 & t > 0 \\ -1 & t < 0 \end{cases} \quad (\text{A.46})$$

#### 4. Fonction sinc

$$\text{sinc}(t) = \frac{\sin(\pi t)}{\pi t} \quad (\text{A.47})$$

#### 5. Fonction Si

$$\text{Si}(u) = \int_0^u \frac{\sin(x)}{x} dx \quad (\text{A.48})$$

### A.3.2 Transformées de FOURIER

$$\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \quad T \text{sinc}(fT) \quad (\text{A.49})$$

$$\text{sinc}(2Wt) \quad \frac{1}{2W} \text{rect}\left(\frac{f}{2W}\right) \quad (\text{A.50})$$

$$e^{-at}u(t), \quad a > 0 \quad \frac{1}{a+2\pi jf} \quad (\text{A.51})$$

$$e^{-a|t|}, \quad a > 0 \quad \frac{2a}{a^2+(2\pi f)^2} \quad (\text{A.52})$$

$$e^{-\pi t^2} \quad e^{-\pi f^2} \quad (\text{A.53})$$

$$\delta(t) \quad 1 \quad (\text{A.54})$$

$$1 \quad \delta(f) \quad (\text{A.55})$$

$$\delta(t - t_0) \quad e^{-2\pi jft_0} \quad (\text{A.56})$$

$$e^{2\pi jfc t} \quad \delta(f - f_c) \quad (\text{A.57})$$

$$\cos(2\pi f_c t) \quad \frac{1}{2}[\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] \quad (\text{A.58})$$

$$\sin(2\pi f_c t) \quad \frac{1}{2j}[\delta(f - f_c) - \delta(f + f_c)] \quad (\text{A.59})$$

$$\text{sgn}(t) \quad \frac{1}{\pi jf} \quad (\text{A.60})$$

$$\frac{1}{\pi t} \quad -j \text{sgn}(f) \quad (\text{A.61})$$

$$u(t) \quad \frac{1}{2}\delta(f) + \frac{1}{2\pi jf} \quad (\text{A.62})$$

$$\sum_{i=-\infty}^{+\infty} \delta(t - iT_0) \quad \frac{1}{T_0} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T_0}\right) \quad (\text{A.63})$$

# Index

## A

AC-3, 75  
ACK, 142  
ADSL, 164  
aliasing, 39  
AM, 89  
anneau, 184  
antenne, 176  
ARQ, 142  
ASCII, 46, 69  
ASK, 133  
atténuation, 159, 171  
authentification, 201

## B

bande  
    de base, 87  
    de base, 110  
    passante, 57  
bande passante, 21  
baud, 110  
bit, 42  
bit de parité, 144  
bitstream, 81  
BPSK, 137  
bruit, 35, 61, 160  
BSC, 197  
BTS, 197  
burst, 211  
bus, 184  
byte, 42

## C

câble, 160  
CA, 207  
canal

binaire, 145

discret sans mémoire, 145

gaussien, 145

modèle, 145

capacité, 111

CDMA, 196

cellule, 193

chiffrement, 201

CIE, 24

CLIP, 209

CLIR, 209

CMY, 30

CMYK, 30

codage

    Huffman, 69

code, 3, 69

    à parité, 149

    de Golay, 157

    de Hamming, 156

    de Reed-Solomon, 157

    linéaire, 146

    systématique, 144, 150

compression, 71

concentrateur, 184, 200

correction d'erreur, 152, 154

Costas, 99

couleur, 23

Cyan, 30

## D

débit, 45, 68

décibel, 35, 54, 165

délai, 60

détection d'erreur, 152

DAB, 182

dB, 54

dBm, 54  
dBW, 54  
DCS-1800, 196  
DCT, 77  
densité spectrale de puissance, 114  
diaphonie, 166  
dispersion, 160  
distance  
    de Hamming, 155  
    minimale, 155  
distorsion, 59, 159  
DPCM, 43  
DVB, 82

## E

échantillonnage, 35  
efficacité spectrale, 136  
EIR, 201, 203  
énergie, 53, 125  
entrelacement, 32  
entropie, 66  
équations des télégraphistes, 163  
Ethernet, 184  
étoile, 184  
ETSI, 7  
Eutelsat, 7

## F

FDM, 185  
FDMA, 196  
fibre optique, 169  
fidélité, 46  
filtre adapté, 125  
flux, 81  
FM, 104  
Fourier, 21  
    transformée, 55  
Frequency Hopping, 207  
FTP, 13, 168  
full-duplex, 139

## G

G.72x, 73  
gamma, 30

GIF, 78  
GMSC, 201  
GMSK, 205  
GOP, 81  
GPRS, 192  
GSM, 191

## H

H.26x, 80  
H323, 74  
half-duplex, 139  
Hamming  
    code, 156  
    distance, 155  
    poids, 155  
handover, 211  
HDTV, 32  
Hertz, 19, 55  
HLR, 201  
HSN, 207  
HTML, 47  
hue, 26  
Huffman, 69, 72  
hypertrame, 206  
Hytime, 47

## I

IBPT, 7  
IETF, 7  
IMEI, 203  
impédance caractéristique, 164  
IMSI, 199  
indice  
    de modulation, 103  
information, 65  
Intelsat, 7  
intensité, 23  
Internet, 11  
interpolation, 45  
IS-95, 196  
ITU, 6

## J

jeton, 184

JPEG, 77  
JPEG2000, 78

## L

LAPD, 210  
Lempel, 140  
level, 82  
ligne, 160  
luminance, 23, 26  
LZW, 72

## M

MA, 207  
Magenta, 30  
MAIO, 208  
Manchester, 117  
matrice de contrôle de parité, 152  
matrice génératrice, 148  
Maxwell, 159  
MCC, 199  
MHEG, 49  
MIDI, 18  
modem, 138  
modulation  
    AM, 89  
    angulaire, 102  
    cohérente, 132  
    de phase, 104  
    FM, 182  
    incohérente, 132  
    indice, 103  
    taux, 103  
MP3, 75  
MPEG-1, 73, 74  
MPEG-2, 75  
    level, 81  
    profile, 81  
MPEG-21, 83  
MPEG-4, 82  
MPEG-7, 83  
MPEG-x, 80  
MSB, 143  
MSC, 201

MSISDN, 199  
MSK, 138, 205  
multiplexage, 185  
multitrajet, 61, 179  
multiframe, 206

## N

Néper, 165  
NACK, 142  
niveau, 82  
NRZ, 114  
    unipolaire, 115  
NSS, 201  
NTSC, 32  
numérisation, 34  
Nyquist, 111

## O

octet, 42, 143

## P

période, 18, 52  
PAL, 32, 34  
paradiaphonie, 166  
paramètres  
    primaires, 163  
parité  
    bit, 144  
    impaire, 149  
    paire, 149  
Parseval, 56  
PCM, 43, 72, 210  
PIN, 197, 199  
pixel, 39  
PLMN, 199, 201  
PM, 104  
poids de Hamming, 155  
porteuse, 87  
procotole, 10  
profil, 82  
profile, 82  
progressif, 32  
PSK, 137  
puissance, 53

densité spectrale, 114  
isotrope, 176  
PUK, 199

## Q

QAM, 96, 138  
qualité, 46  
quantification, 42

## R

réalité  
    augmentée, 50  
    virtuelle, 50  
rapport signal à bruit, 35  
Rayleigh, 56  
RDS, 182  
reconnaissance vocale, 50  
redondance, 68  
Reed-Solomon, 157  
repli de spectre, 39  
RGB, 24  
RLC, 72  
roaming, 199, 201  
ROI, 78  
RTC, 193  
RZ, 114

## S

série V, 140  
SAP, 10  
saturation, 26  
SDU, 11  
SECAM, 32  
service, 10  
SGML, 47  
Shannon, 39, 69, 111  
signal  
    modulant, 86  
SIM, 197  
simplex, 139  
SMS, 209  
Snell, 170  
source, 66  
SSB, 96, 101

STP, 168  
surmodulation, 89  
syndrome, 153  
synthèse vocale, 50

## T

télédiaphonie, 166  
TA, 208  
taux de compression, 71  
taux de modulation, 103  
taux de redondance, 146  
TDM, 185  
TDMA, 196  
teinte, 26  
TMSI, 199  
token, 184  
ton, 18  
topologie  
    logique, 185  
    physique, 185  
trame, 188, 205  
transcodage, 83  
transmission  
    asynchrone, 129  
    synchrone, 130  
TRAU, 210  
turbo-code, 157

## U

UER, 6  
UMTS, 192, 196  
URSI, 7  
UTP, 168

## V

V24, 138  
V34, 141  
valence, 110  
vidéo, 32  
VLR, 201  
VRML, 50  
VSB, 97, 102

## W

watermarking, 85

## **X**

xDSL, 117

## **Y**

YCbCr, 30

YIQ, 30

YUV, 30

## **Z**

Ziv, 140



## Glossaire

- aliasing** Terme anglais désignant le repli de spectre. L'effet d'aliasing se manifeste par l'apparition de fausses fréquences lors de l'échantillonnage d'un signal lorsque la fréquence d'échantillonnage est inférieure au double de la plus haute fréquence contenue dans le signal échantillonné. . . . . 39
- AM** Amplitude Modulation Technique de modulation qui consiste à modifier l'amplitude d'une porteuse sinusoïdale en fonction de l'évolution temporelle du signal à transmettre (appelé signal modulant). . . . . 19
- ASCII** American Standard Code for Information Interchange. Code sur 7 ou 8 bits, utilisé en informatique pour représenter un caractère alphanumérique (128 ou 256 combinaisons possibles). . . . . 46
- ATM** Asynchronous Transfer Mode. Une technologie de transmission de données à haut débit, qui repose sur la commutation de cellules longues de 53 bytes. Cette technologie a un rôle similaire à celui du protocole IP. . . . . 15
- AuC** Authentication Center. Centre d'authentification (lié à un HLR) utilisé dans les réseaux GSM. . . . . 201
- authentification** Fonction cryptographique qui consiste à identifier une personne. Cette fonction peut être assurée par différentes implémentations dont PGP par exemple. . . . 201
- bande passante** Plage de fréquences qui peuvent être transmises correctement à travers un canal de transmission. Elle s'exprime en Hertz (Hz). Par exemple, la bande passante d'un signal téléphonique analogique va de 300 à 3400 Hz. . . . . 21, 57
- bit** Terme résultant de la contraction de binary digit (chiffre binaire). Unité fondamentale de mesure de l'information (numérique). En informatique, un bit vaut 0 ou 1. . . . . 42
- bruit** Perturbation d'une transmission susceptible de dégrader le signal utile transmis. Le bruit peut par exemple s'ajouter au signal utile (bruit additif) ou perturber la phase d'un signal modulé (bruit de phase). . . . . 35, 61
- BSC** Base Station Controller. Station qui contrôle les communications d'un groupe de cellules dans un réseau de communications GSM. Elle concentre le trafic de plusieurs BTS. . . 197
- BIS** Base Transceiver Station. Station de base d'un réseau GSM. Elle permet notamment d'émettre et de recevoir un signal radio. . . . . 197
- byte** Le byte, ou octet, est une mesure de l'information binaire. 1 byte vaut 8 bits. . . . 42
- CA** Certification Authority ou Cell Allocation. L'autorité de certification est une entité d'un système transactionnel électronique sécurisé. Généralement, cette autorité délivre et vérifie des certificats. Dans la terminologie GSM, il s'agit de la liste des numéros de fréquences utilisées dans une cellule. . . . . 207
- canal** En théorie de la communication, partie d'un système de communication qui assure le transfert de l'information entre une source et un destinataire. Il existe plusieurs modèles mathématiques de canal destinés à prédire les performances. . . . . 58
- CCIR601** Norme de télévision numérique, ayant été développée dans le but d'uniformiser les supports d'images numériques destinées à la télévision. . . . . 82

|               |   |       |
|---------------|---|-------|
| CDMA          | Code Division Multiple Access. Technologie de transmission numérique permettant la transmission de plusieurs flux simultanés par répartition de code. Cette technologie permet une utilisation permanente de la totalité de la bande de fréquences allouée à l'ensemble des utilisateurs. La technologie prévoit un mécanisme d'accès aux ressources. . . . . | 196   |
| cellule       | En radiocommunications, zone géographique élémentaire d'un réseau radiocellulaire à laquelle on affecte un ensemble de fréquences non réutilisables dans les zones contiguës. C'est également le nom donné à un paquet ATM qui a une taille de 53 bytes dont 48 sont destinées à recevoir les données d'un utilisateur. . . . .                               | 193   |
| CFU           | Call Forwarding Unconditional. Numéro de téléphone vers lequel tout appel est redirigé à la demande de l'abonné appelé. . . . .   | 209   |
| CGI           | Common Gateway Interface. Ensemble de spécifications permettant d'interfacer des applications à un serveur Web. . . . .   | 49    |
| chiffrement   | Terme qui désigne l'action de chiffrer un texte, des informations ou des données. Le chiffrement consiste à transformer un texte de sorte qu'il faille une clé pour comprendre le message. . . . .  | 201   |
| CHTML         | compact HTML Sous-ensemble du langage HTML développé dans le cadre du système d'accès à Internet mobile i-mode. Le langage définit aussi une série de balises propres ainsi que des images spécifiques. . . . .   | 47    |
| CIE           | Commission internationale de l'éclairage. Organisme qui a, entre autres, défini un système de représentation à partir de trois couleurs primaires. . . . .  | 24    |
| CIF           | Common Intermediate Format. Format d'image utilisé dans les systèmes de visiophonie et dont la taille est de 352X288 en 32000 couleurs. . . . .   | 81    |
| circuit       | Voie de transmission physique entre deux points ou plus. Un circuit est établi pour la totalité de la durée de transmission. L'établissement et le relâchement du circuit s'effectuent par signalisation. . . . .   | 10    |
| CLIP          | Calling Line Identification Presentation. Service complémentaire de téléphonie qui consiste à afficher le numéro du correspondant sur le terminal. . . . .  | 209   |
| CLIR          | Calling Line Identification Restriction. Service complémentaire de téléphonie qui empêche que le numéro du correspondant n'apparaisse sur le terminal d'un utilisateur. . .   | 209   |
| CMYK          | Cyan-Magenta-Yellow-Black. Système de quatre couleurs de base utilisé par les imprimantes. Non approprié pour concevoir des pages web graphiques. (RGB est le système de couleurs utilisé pour les pages web graphiques). . . . .   | 30    |
| codage        | Technique de numérisation consistant à affecter une valeur numérique aux échantillons obtenus après échantillonnage du signal analogique. Le codage peut également désigner un changement de représentation de l'information numérique. . . . .   | 3, 43 |
| compression   | Procédé permettant de réduire le volume (en bits) ou le débit (en bits par seconde) des données numérisées (parole, image, texte, etc). Un signal numérique non comprimé représente généralement un volume trop important pour les applications courantes. 45, 71   |       |
| concentrateur | Organe permettant de concentrer le trafic et pouvant posséder une intelligence capable de gérer diverses commutations et divers protocoles. . . . .   | 200   |
| CRC           | Cyclic Redundancy Check. Code à redondance cyclique. Ce code est ajouté à un message  |       |

|               |   |        |
|---------------|---|--------|
|               | numérique pour permettre la détection ou la correction d'erreurs de transmission. . . .   | 140    |
| CSS           | Cascading Style Sheets. Addition au langage HTML permettant de contrôler la présentation d'un document incluant des couleurs, de la typographie, nécessitant l'alignement d'images et de textes, . . . . .  | 47, 49 |
| débit         | Nombre de bits par seconde d'un signal numérique. Cette grandeur est utilisée notamment lorsqu'il s'agit de transmettre un signal numérique. . . . .  | 45     |
| décibel       | Unité, notée dB, servant à mesurer la puissance. . . . .  | 35, 54 |
| DAVIC         | Digital Audio Visual Council. Association cherchant à promouvoir les nouveaux services et applications audiovisuels, en éditant des spécifications d'interfaces et de protocoles, qui permettrait d'améliorer l'interopérabilité entre pays et applications. . . . .  | 75     |
| DCS           | Digital Communication System. Un système GSM porté de la bande de fréquences des 900 [MHz] vers 1800 [MHz]. Le système DCS-1800 a plus de canaux (374) mais les protocoles et services sont quasi identiques. . . . .   | 196    |
| DCT           | Discrete Cosine Transform. La transformée en cosinus discrète est une opération d'analyse fréquentielle proche de la transformée de FOURIER. On l'utilise principalement pour le codage d'images. . . . .   | 77, 80 |
| DHTML         | Dynamic HTML. Intégration de langages de script (principalement de javascript), de feuilles de style (CSS) et d'un modèle de description d'objets (DOM) servant notamment à faciliter leur positionnement. Avec DHTML, le contenu peut bouger au travers de l'écran et répondre aux demandes de l'utilisateur. . . . .                                | 49     |
| diffusion     | Mode de transmission dans lequel un émetteur transmet vers plusieurs destinataires généralement inconnus. En anglais, on parle de broadcast. . . . .  | 82     |
| divX          | Format de compression de séquences audio-visuelles largement inspiré de la norme de compression MPEG-4. . . . .   | 83     |
| DOM           | Document Object Model. Standard proposé par le W3C destiné à fournir un ensemble d'objets capables de représenter les composantes HTML ou XML d'un document, un modèle permettant la combinaison de ces objets et une interface d'accès à ces objets. . . . .   | 49     |
| DFCM          | Differential Pulse Code Modulation. Nom américain pour désigner la modulation par impulsions codées différentielle. Cette technique, utilisée principalement en téléphonie, convertit un signal analogique en un signal de téléphonie numérique à 32 [kb/s]. Cette technique code un symbole par différence par rapport au symbole précédent. . . . . | 43     |
| DVB           | Digital Video Broadcast. Standard de diffusion de télévision numérique. Il existe en deux versions : une version pour la diffusion terrestre et une version pour la diffusion par satellite. Le standard incorpore, en grande partie, la norme de compression MPEG-2. . . . .   | 82     |
| EIR           | Equipment Identity Register. Identifiant destiné à permettre de désactiver un téléphone mobile (GSM) qui aurait été volé. . . . .   | 201    |
| entrelacement | Processus qui consiste à combiner deux images ne contenant respectivement que les lignes paires ou impaires pour donner l'illusion du contenu. Ce processus est utilisé à l'intérieur des formats de télévision analogique PAL, NTSC et Sécam. . . . .  | 32     |
| ETSI          | European Telecommunications Standards Institute. Groupe de normalisation européen créé à l'initiative du Conseil des ministres. Ce groupe est spécialisé en télécommunications. On lui doit les normes liés au GSM. . . . .   | 73     |

|          |  |                          |
|----------|--|--------------------------|
| FDMA     | Frequency Division Multiple Access. Technique de répartition de ressources par multiplexage fréquentiel. Cette technique prévoit un mécanisme d'accès aux ressources. .  | 196, 204                 |
| FEEXT    | Far-End Crosstalk. Interférence électromagnétique entre deux paires de cuivre considérée à l'extrémité réceptrice. Également appelée télédiaphonie. . . . .  | 166                      |
| FH       | Frequency Hopping. Technique du saut de fréquences qui consiste à modifier la fréquence porteuse d'un signal modulé en suivant une liste pré-déterminée. . . . .   | 207                      |
| FM       | Frequency Modulation. Modulation de fréquences. Technique par laquelle on module la fréquence instantanée d'une porteuse au moyen du signal modulant à transmettre. .  | 19, 21, 54, 205          |
| FTP      | File Transfer Protocol. Protocole permettant de transférer des fichiers, via l'internet, d'un ordinateur à un autre. FTP est un système client/serveur. . . . .  | 13                       |
| gamma    | Se réfère à la luminosité de l'écran d'un ordinateur. En termes techniques, il s'agit de l'ajustement de la relation non-linéaire entre une tension électrique et l'intensité lumineuse. . . . .   | 30                       |
| GIF      | Graphic Interchange Format. Format d'images couramment utilisé sur le web, basé sur le schéma de compression LZW. Possibilité de décompression progressive, permettant de voir l'aspect de l'image avant décompression complète. . . . .   | 78                       |
| GMSC     | Gateway Mobile Switching Center. Centre de commutation pour mobile semblable à un MSC. Il est placé en bordure de réseau d'un opérateur GSM de manière à permettre l'interconnexion avec d'autres réseaux. . . . .   | 201                      |
| GMSK     | Gaussian Minimum Shift Keying. Nom de la technique de modulation numérique utilisée pour la transmission radio des mobiles GSM. . . . .  | 138, 205                 |
| GOP      | Group of Pictures. Terme utilisé dans la norme MPEG-2 pour désigner un groupe d'images successives telle que la première est entièrement codée, tandis que les suivantes ne le sont qu'en fonction de la première. Un GOP est typiquement composé de 16 images, ce qui correspond approximativement à une demi-seconde de visualisation. . . . . | 81                       |
| GPRS     | General Packet Radio Service. Technologie de transmission par paquets facilitant l'accès à Internet à haut débit par GSM. Le débit peut varier de 56 jusqu'à 115 [kb/s]. Il est également possible d'établir des connexions permanentes. . . . .   | 192                      |
| GSM      | Global System for Mobile Communications. Standard de téléphonie mobile adopté en Europe, en Asie et en Australie. . . . .  | 7, 15, 73, 138, 191, 195 |
| H.323    | Recommandation de l'ITU-T pour la transmission par paquets de signaux multimédia. La norme rassemble le protocole H225 pour la gestion de la communication, le protocole H245 pour le contrôle des flux et d'autres, comme le H263, pour le codage des signaux. .  | 74                       |
| handover | Terme désignant le mécanisme par lequel un mobile peut transférer sa connexion d'une station de base vers une autre ou, sur la même station, d'un canal radio vers un autre. . . . .   | 211                      |
| HDTV     | High Definition Television. Format d'images résultant de l'extrapolation du format CCIR. Peut être de deux types (5/4) ou (16/9). . . . .  | 32                       |

|            |   |               |
|------------|---|---------------|
| HLR        | Home Location Register. Base de données centrale d'un réseau GSM contenant toutes les informations relatives aux abonnés du réseau (profil, position actuelle, ...).  | 201           |
| HSN        | Hopping Sequence Number. Une classe de paramètres, définis dans la norme GSM, pour configurer la séquence de porteuses utilisées pour des sauts de fréquences.  | 207           |
| HML        | Hypertext Markup Language. Dérivé du standard SGML, s'est imposé comme document web.  | 47            |
| HTTP       | Hypertext Transfer Protocol. Protocole définissant comment les pages web sont transférées entre un serveur et un navigateur internet.   | 51            |
| hypertrame | L'unité temporelle la plus longue de la hiérarchie GSM. Elle totalise 3 heures, 28 minutes, 53 secondes et 760 millisecondes. Elle est composée de 2048 supertrames, composées elles-mêmes de 1326 multitrames.   | 206           |
| Hz         | Hertz. Unité de mesures de la fréquence. 5 Hz signifie une fréquence de 5 cycles par seconde.   | 19, 55        |
| i-mode     | Système de transmission mobile permettant l'accès à Internet. Ce système a été développé par NTT DoCoMo ; il est basé sur le langage de balisage cHTML.   | 47            |
| iHTML      | inline HTML. Langage de programmation évolué destiné à la création de pages Web dynamiques. Il se présente comme une extension du langage HTML, capable de fournir les fonctions du javascript et CGI. Les instructions de l'iHTML sont exécutées du côté du serveur Web, à l'instar du PHP.  | 49            |
| IMEI       | International Mobile station Equipment Identity. Numéro unique identifiant un terminal GSM ; il est indépendant du numéro d'abonné et il permet de désactiver un équipement volé.   | 203           |
| IMSI       | International Mobile Subscriber Identity. Numéro international unique d'un abonné GSM.  | 197, 199, 202 |
| IP         | Internet Protocol. Protocole de transmission de données de niveau 3 (couche réseau). Il s'agit du principal protocole (avec TCP) utilisé pour les communications par Internet.  | 10, 13        |
| IS-95      | Norme américaine de réseau cellulaire (dit de seconde génération ou 2G) basée sur la méthode d'accès CDMA.  | 196           |
| ISDN       | Integrated Services Digital Network Désigne le réseau téléphonique numérique RNIS.  | 201           |
| ISO        | International Organization for Standardization. Fédération mondiale d'organismes nationaux de normalisation de quelque 130 pays, à raison d'un organisme par pays. Elle a pour mission de favoriser le développement de la normalisation et des activités connexes dans le monde, en vue de faciliter entre les nations les échanges de biens et de services et de développer la coopération dans les domaines intellectuel, scientifique, technique et économique. Les travaux de l'ISO aboutissent à des accords internationaux qui sont publiés sous la forme de normes internationales. | 10, 77, 81    |
| ITU        | International Telecommunications Union. Groupe de normalisation spécifique aux télécommunications, rattaché aux Nations-Unies comme agence spécialisée. C'est la section ITU-R qui alloue les bandes de fréquences.   | 6, 73, 77     |
| Java       | Langage de programmation orienté objet développé par la firme Sun Microsystems. Ses   |               |



|   |           |
|---|-----------|
| plus contributions au monde de l'internet sont les applets java. . . . .  | 47        |
| javascript      Langage orienté client permettant d'intégrer aux pages web des comportements particuliers et de l'interactivité. Très peu de liens avec Java. . . . .   | 47, 49    |
| JPEG      Joint Photographic Experts Group. Format d'images présentant de la compression avec perte. Efficace pour les images du type photographique. . . . .   | 77, 80    |
| JPEG2000      Joint Photographic Experts Group 2000. Norme de compression et format pour la compression d'images, faisant suite à la norme JPEG, qui sera basée sur les ondelettes. Cette norme étend les fonctionnalités habituellement rencontrées en compression d'images ; elle permet, par exemple, le passage d'une compression avec pertes à une compression sans perte ainsi que la compression d'images composées de photos et de texte. Sa parution est prévue pour 2001. . . . . | 78        |
| LAPD      Link Access Protocol D-channel. Protocole de liaison de données utilisée dans le réseau GSM. Il est défini dans la famille des recommandations X25 de l'ITU. . . . .  | 210       |
| MA      Mobile Allocation. Liste des numéros de fréquences utilisables pour des sauts de fréquences dans un réseau GSM. . . . .   | 207       |
| MAIO      Mobile Allocation Index Offset. Décalage permettant à chaque terminal GSM d'utiliser une série de fréquences différentes d'un mobile à l'autre pour les sauts de fréquence. . . . .   | 208       |
| MCC      Mobile Country Code. Nombre à 3 chiffres identifiant un pays (Belgique = 206, France = 208). . . . .   | 199       |
| MPEG      Multimedia & Hypermedia Expert Group. Groupe de l'ISO ayant défini un langage permettant la représentation et le codage d'applications et de documents multimedia. . . . .  | 49        |
| MIDI      Musical Instrument Digital Interface. Standard adopté par l'industrie du disque pour contrôler des équipements qui émettent de la musique (synthétiseurs, cartes son). . . . .  | 18        |
| MNC      Mobile Network Code. Un nombre à 2 chiffres utilisé par identifier un PLMN. . . . .  | 199       |
| modem      modulateur démodulateur. Appareil transmettant des signaux numériques sur le réseau téléphonique analogique. Offre les fonctions de numérotation, de connexion, et éventuellement de compression et de correction d'erreur. . . . .  | 138       |
| modulation      Technique consistant à modifier l'amplitude, la phase ou la fréquence d'une onde sinusoïdale, appelée porteuse, au moyen d'un signal à transmettre, appelé signal modulant. Grâce à la modulation, on peut translater le contenu fréquentiel d'un signal modulant ; ce procédé permet de partager le spectre de fréquences entre plusieurs utilisateurs. Pour retrouver le signal modulant original, il faut procéder à une démodulation. . . . .                           | 7, 21, 43 |
| MP3      MPEG-1 audio layer 3. Couche 3 (s'occupant de la compression de la bande son associée aux images numériques télévisées) de la partie audio de la norme MPEG-1 qui a été rebaptisée pour plus de simplicité MP3. . . . .  | 75        |
| MPEG      Moving Picture Experts Group. Sous-groupe de l'ISO/IEC chargé du développement de standards pour la représentation de séquences audiovisuelles codées. De son travail sont issues les normes MPEG-1, MPEG-2 et MPEG-4. . . . .  | 80        |
| MPEG-1      Moving Picture Experts Group 1. Norme de compression audio-visuelle développée  |           |

|              |   |                |
|--------------|---|----------------|
|              | par le groupe MPEG de l'ISO. Cette norme vise à fournir un signal comprimé à 1,5 [Mb/s].<br>.....   | 73, 74, 81, 82 |
| MPEG-2       | Moving Picture Experts Group 2. Norme de compression audio-visuelle développée par le groupe MPEG de l'ISO. Cette norme étend la norme MPEG-1 ; elle vise à fournir un signal comprimé de qualité équivalente au PAL, voire à la HDTV. ....       | 81, 82         |
| MPEG-4       | Moving Picture Experts Group 4. Norme pour la compression des données audio-visuelles. Elle couvre principalement les débits inférieurs à 1 [Mb/s] et offre des fonctionnalités supplémentaires par rapport aux normes antérieures. ....          | 82             |
| MPEG-7       | Moving Picture Experts Group 7. Future norme de description des documents multimedia. ....  | 83             |
| MSC          | Mobile Switching Center. Centre de commutation pour mobile. Cet équipement réalise la commutation des appels d'une ou plusieurs cellules. ....  | 201, 209       |
| MSISDN       | Mobile Subscriber ISDN. Numéro d'abonné au réseau GSM. Il est possible d'avoir plusieurs numéros (pour des services différents) au sein d'une seule carte SIM. .  | 197, 199       |
| MSK          | Minimum Shift Keying. Technique de modulation numérique consistant à effectuer une fonction XOR entre 2 bits successifs préalablement à une modulation de fréquence à 2 états.<br>.....   | 205            |
| NEXT         | Near-End Cross(X) Talk. Mesure de la paradiaphonie d'un câble de cuivre. ....   | 166            |
| norme        | Document établi par consensus et approuvé par un organisme de normalisation reconnu (ISO, ETSI, ...). On distingue parfois une norme d'un standard, qui lui fait plutôt référence à une solution propriétaire s'étant imposée sur le marché. .... | 7              |
| NSS          | Network Switching Center. Sous-système d'un réseau de téléphonie mobile. C'est la partie qui prend principalement en charge la commutation des appels, la signalisation et l'identification. ....   | 201, 209       |
| NISC         | National Television Systems Committee. Comité qui a normalisé le système de couleur utilisé pour la télévision analogique aux États-Unis. Il a donné son nom au dit format. 30,<br>32   |                |
| octet        | L'octet, ou byte en anglais, est une mesure de l'information binaire. 1 octet vaut 8 bits. ....   | 42             |
| oscilloscope | Appareil permettant d'observer et d'enregistrer les variations d'un courant électrique variable en fonction du temps. ....  | 18             |
| OSI          | Open System Interconnection. Standard de référence d'interconnexion de réseaux développé par l'OSI. Ce système est différent du modèle Internet. ....   | 2,<br>10       |
| période      | Plus petit intervalle de temps durant lequel se reproduit un signal répétitif dit périodique. La période est l'unité temporelle élémentaire pour les signaux numériques. . .  | 18             |
| PAL          | Phase Alternate Line. Format de télévision analogique utilisé dans la majorité des pays européens (hormis la France). ....  | 30, 32, 78     |
| PCM          | Pulse Code Modulation. Nom américain pour désigner la modulation par impulsions codées (MIC). Cette technique, utilisée principalement en téléphonie, convertit un signal   |                |

|            |  |                 |
|------------|--|-----------------|
|            | analogique en un signal de téléphonie numérique à 64 [kb/s]. En toute rigueur, on ne devrait pas parler de modulation. . . . .   | 43, 72, 74, 210 |
| PHP        | Hypertext Preprocessor. Langage de programmation inséré dans du code HTML, destiné à créer des pages Web dynamiques. L'exécution se fait du côté du serveur. PHP3 est une version retravaillée du langage initial ; PHP est encore en cours d'amélioration. . . . .  | 49              |
| PHP3       | Hypertext Preprocessor version 3. Langage de programmation destiné à créer des pages Web dynamiques. La version 3 est une révision majeure du langage PHP tel qu'il fut créé en 1994. PHP est encore en cours d'amélioration. . . . .  | 49              |
| PIN        | Personal Identification Number. Code (mot de passe) nécessaire à chaque connexion d'un GSM au réseau. . . . .  | 197, 199        |
| pixel      | Picture Element. Il s'agit d'un point d'une image échantillonnée. On parle aussi de PEL. . . . .   | 39              |
| PLMN       | Public Land Mobile Network. Il s'agit du réseau GSM, DCS ou PCS d'un opérateur dans un pays. Le "Network Color Code" identifie un PLMN dans un pays. . . . .   | 199             |
| progressif | Format de vidéo indiquant que les images successives sont envoyées en entier et non pas par lignes paires ou impaires comme pour le format entrelacé. Le terme progressif désigne également une technique de compression d'images par résolutions successives permettant un affichage progressif de l'image. . . . .   | 32, 78          |
| protocole  | En télécommunications : ensemble de règles permettant le dialogue entre deux couches équivalentes d'entités différentes. . . . .   | 10              |
| PUK        | PIN Unblocking Key. Code nécessaire au déverrouillage d'une carte SIM. . . . .   | 199             |
| QAM        | Quadrature Amplitude Modulation. Modulation d'amplitude en quadrature. Cette technique de modulation (analogique ou numérique) consiste à moduler un signal pour deux signaux haute fréquence en quadrature de phase. . . . .  | 140             |
| QCIF       | Quarter CIF. Format d'image, également appelé quart de CIF, utilisé dans les systèmes de visioconférence et dont la taille est de 176X144 en 32000 couleurs. . . . .   | 81              |
| RGB        | Red Green Blue. Système de représentation de couleurs au moyen de trois couleurs de base. Les téléviseurs et moniteurs représentent toutes les couleurs au moyen de 3 luminophores correspondants aux couleurs RGB. Il convient de remarquer que la plupart des écrans ne sont pas calibrés et qu'il n'y a pas de réel standard industriel unique pour la définition de ces composantes RGB, hormis celui défini par la CIE en 1931. Enfin, les composantes RGB des systèmes PAL et NTSC ne sont monochromatiques. . . . . | 24, 30, 77      |
| RNIS       | Réseau Numérique à Intégration de Services. Désigne le réseau téléphonique numérique. Au niveau du réseau, les signaux numériques utiles sont transmis à des multiples de 64[kb/s]. . . . .  | 15, 201         |
| roaming    | Nom anglais pour désigner le fait qu'un utilisateur de GSM peut se déplacer d'une cellule sans rupture de connexion. . . . .   | 199, 201        |
| ROI        | Region Of Interest. Région d'intérêt. Terme utilisé en traitement d'images pour désigner la zone de l'image utile pour des traitements ultérieurs. . . . .   | 78              |
| RTC        | Réseau Téléphonique Commuté. Terme technique désignant le réseau téléphonique fixe. . . . .  | 193             |



|             |   |          |
|-------------|---|----------|
| SDH         | Synchronous Digital Hierarchy. Hiérarchie normalisée de multiplexage pour signaux optiques. L'équivalent américain est SONET. . . . .   | 15       |
| SECAM       | Système Électronique Couleur Avec Mémoire. Format de télévision analogique utilisé en France. La majorité des pays européens utilisent plutôt le système PAL. . . . .   | 32       |
| SGML        | Standard Generalized Markup Language. Langage permettant la représentation logique d'un texte, avec inclusion possibles d'objets graphiques. Ne contient aucune information de style ou de mise en page. HTML est un sous-ensemble de SGML. . . . .   | 47       |
| SIM         | Subscriber Identity Module. Micro-processeur implanté dans une carte. Par extension, on parle de la carte SIM. Elle est insérée dans un GSM pour réaliser une série de fonctions et contenir une mini-base de données. . . . .  | 197      |
| SMS         | Short Message Service. Système permettant l'envoi de messages comprenant au plus 160 caractères (de 7 bits), soit 140 bytes, à un téléphone GSM. . . . .  | 209      |
| SNR         | Signal to Noise Ratio. Rapport signal à bruit. Il s'agit du quotient de la puissance du signal utile à celle du bruit considéré. Le SNR est un des moyens utilisé pour caractériser la qualité d'un canal de transmission. . . . .  | 55       |
| TA          | Timing Advance. Le décalage temporel utilisé pour prévenir les collisions entre messages envoyés par différents mobiles vers une station de base dans un réseau GSM. . . . .  | 208      |
| TCP         | Transmission Control Protocol. Protocole de transport utilisé pour communiquer sur Internet. TCP se charge de numéroté les paquets et gère les acquis (ou accusés de réception). . . . .  | 13       |
| TDMA        | Time Division Multiple Access. Technique de répartition de ressources par multiplexage temporel. Cette technique prévoit un mécanisme d'accès. . . . .  | 196, 204 |
| TMSI        | Temporary Mobile Subscriber Identity. Numéro attribué temporairement à un utilisateur GSM en fonction de sa localisation. . . . .   | 199      |
| trame       | En traitement d'images, la trame est la grille d'échantillonnage. On considère généralement la trame carrée mais la trame peut aussi être rectangulaire ou hexagonale. Dans le cas du format entrelacé, la trame désigne une image ne contenant que les lignes paires ou impaires de l'image. En télécommunications, trame désigne un ensemble d'informations numériques temporelles constituant un tout. . . . . | 205      |
| transcodage | Aussi appelé transrating. Il s'agit d'un procédé de changement du débit d'un signal comprimé. . . . .   | 83, 210  |
| TRAU        | Transcoding Rate and Adaptation Unit. Unité de transcodage utilisée dans les réseaux GSM pour convertir un signal de 13 [kb/s] en un signal de 64 [kb/s] et vice-versa. . .   | 210      |
| UDP         | User Datagram Protocol. Protocole de transport utilisé pour la transmission d'informations sur Internet lorsqu'il s'agit de minimiser le délai de transmission. UDP numérote les paquets mais, contrairement à TCP, il ne vérifie pas si les paquets sont bien arrivés à destination. . . . .   | 13       |
| UMTS        | Universal Mobile Telecommunications System. Nom du standard de téléphonie mobile de troisième génération pour l'Europe. . . . .   | 192, 196 |
| UTP         | Unshielded Twisted Pair. Désigne un câble non blindé composé de 4 paires en cuivre. La norme EIA-TIA 586 définit 5 catégories de câbles de ce type. . . . .   | 168      |

|              |   |          |
|--------------|---|----------|
| V90          | Norme pour la transmission par modem dans le réseau téléphonique. Le débit peut atteindre 56 [kb/s]. . . . .  | 141      |
| VLR          | Visitor Location Register. Registre local d'une zone comprenant plusieurs cellules d'un réseau GSM. Ce registre contient l'identité des utilisateurs présents dans la zone. . . . . | 201, 202 |
| Vorbis       | Schéma de codage audio utilisé pour la production du format Ogg Vorbis. Il s'agit d'une technologie équivalente à MP3 mais libre de tout droit. . . . .                             | 75       |
| VRML         | Virtual Reality Modeling Language. Langage de représentation d'objets et de scènes 3D, apparu suite à l'explosion de l'internet. . . . .  | 50       |
| watermarking | Technique de filigrane qui consiste à insérer, à l'intérieur d'une image ou d'un son, un signal invisible ou inaudible. On parle parfois d'aquamarquage. . . . .                    | 85       |
| X25          | . . . . .   | 201      |
| XML          | Extensible Markup Language. Basé sur SGML, XML est un langage de balisage permettant de créer des documents contenant de l'information structurée. Devrait succéder à HTML. . . . . | 47       |
| XOR          | eXclusive OR. Fonction logique du OU exclusif. Le résultat de la fonction vaut 0 si les deux états sont à 0 ou à 1. Il vaut 1 dans les autres cas. . . . .                          | 205      |

# Bibliographie

- [1] J. Bic, D. Duponteuil, et J. Imbeaux. Elements of digital communications. John Wiley & Sons, 1991. 9
- [2] P. Buser et M. Imbert. Neurophysiologie fonctionnelle IV. Hermann, 1987. 24
- [3] P. Delogne. Introduction aux télécommunications, Notes de cours, 1988.
- [4] P. Delogne. Signaux de télécommunications, Notes de cours, 1990.
- [5] Elmer. Le son sur micro-ordinateur. Dunod, Paris, 1994.
- [6] P. Fraisse, R. Protière, et D. Marty-Dessus. Télécommunications 1 : transmission de l'information. ellipses, 1999. 169
- [7] M. Hall, L. Barclay, and M. Hewit. Propagation of radiowaves. The Institute of Electrical Engineers, 1996.
- [8] F. Halsall. Multimedia communications : applications, networks, protocols and standards. Addison-Wesley, 2001. 74
- [9] S. Haykin. Communication system. John Wiley & Sons, 1994.
- [10] G. Heine. GSM networks : protocols, terminology, and implementation. Artech House, 1999. 199
- [11] R. Hunt. The reproduction of colour. Fountain Press, fifth edition, 1995. 25
- [12] M. Kunt, G. Grunland, et M. Kocher. Traitement de l'information : traitement numérique des images, Volume 2. Presses polytechniques et universitaires romandes, 1993. 23, 26
- [13] X. Lagrange, P. Godlewski, et S. Tabbane. Réseaux GSM-DCS. Hermès, troisième édition, 1997. 207
- [14] D. Lecomte, D. Cohen, P. de Bellefonds, and J. Barda. Les normes et les standards du multimédia : XML, MPEG-4 et 7, MP3, HTML, Web3D... et les autres. Dunod, 1999.
- [15] K. Mullet and D. Sano. Designing visual interfaces ; communication oriented techniques. Sunsoft Press, Prentice Hall, 1995.
- [16] M. Nelson. La compression de données. Dunod, Paris, 1993.
- [17] J. Nielsen. Multimedia and hypertext : the Internet and beyond. AP Professional, 1995.
- [18] C. Paul and S. Nasar. Introduction to electromagnetic fields. McGraw-Hill, 1987. 159, 177
- [19] E. Rivier. Transmission numérique multimédia. Eyrolles, 1998.

- [20] C. Servin. Télécoms 2 : de l'ingénierie aux services. InterÉditions, 1998. 167, 168
- [21] B. Sklar. Digital communications : fundamental and applications. Prentice Hall, 1988. 156
- [22] D. Taubman and M. Marcelin. JPEG 2000 : image compression, fundamentals, standards and practice. Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [23] J. Tisal. Le réseau GSM. L'évolution GPRS : une étape vers UMTS. Dunod, troisième édition, 1999. 209
- [24] F. Vanden Berghen. Télégraphie : une histoire branchée. Crédit Communal, 1998. 3
- [25] B. Walke. Mobile Radio Networks : networking, protocols and traffic performance. John Wiley & Sons, 2002. 212
- [26] J. Walrand and P. Varaiya. Communication networks : a first course. McGraw-Hill, 1998. 158